elektor

N.º 110-111
1989

800 Ptas.
(incl. I.V.A.)

electrónica: técnica y ocio



EDICIONES INGELEK

SUMARIO

EDITORIAL

AÑO 10, NUM. 110-111 JULIO-AGOSTO 1989

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.
28016 MADRID. Tel. 457 94 24
Télex: 49371 ELOC E.
Fax: 458 18 76

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

Redactor jefe edición internacional:
K. S. M. WALRAVEN

Director Ejecutivo
JAVIER SAN JUAN

Cuerpo de redacción:
P. KERSEMAKERS, J. BARENDRECHT, G. H. K. DAM, P. THEUNISSEN, K. DIEDRICH, A. NACHTMANN.

Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ, ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANTONIO CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
M.ª MERCEDES VEGA FERNANDEZ
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

Publicidad Barcelona:
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 465 Entlo. 1.ª A
08015 BARCELONA. Teléf. 93-4254220 - 4254260

Suscripciones y pedidos:
Benito de Castro, 12 bis
28028 MADRID
Teléf: 255 63 25

Distribución España:
COEDIS, S. A.
Avda. Barcelona, 225
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

Distribución Argentina:
Cia. Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Teléf.: 21 24 64

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

Impresión:
Gráficas Reunidas, S. A.
Avda de Aragón, 56.

Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
Impreso en España.
PRINTED IN SPAIN

CONTROL DE DIFUSION







Estimado lector:



Cuando este ejemplar llegue a sus manos, nuestros redactores, agotados por el esfuerzo de su realización, estarán unos tostados bajo el calor soldador, y otros más afortunados, disfrutando de sus merecidas vacaciones en la playa o la montaña; al igual que le ocurre a nuestros lectores, que quedarán agotados (y esperamos que complacidos) con la lectura de nuestro tradicional especial de verano.

Curiosamente, y por seguir una ya larga tradición, en este ejemplar aprovechamos para «tomar el pulso» a los lectores a través de la encuesta. Mediante esta y tras un largo y laborioso proceso de análisis, podemos saber el grado de «acierto» en la realización de la revista a lo largo del año. Esperamos que como en anteriores ocasiones, nuestros amables lectores nos hagan llegar su sincera opinión sobre nuestro trabajo, así como las quejas (perdón, perdón, perdón) y, por qué no, también las alabanzas (gracias, gracias, gracias [no hay de qué]) que nos ayuden a continuar y mejorar (si ello es posible) nuestro trabajo.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

EPS (Elektor Print Service)
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

CONSULTAS TECNICAS
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.
IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

LISTA DE PRECIOS:

Ejemplar sencillo	450 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	4.500 ptas.
España certificada	4.900 ptas.
Europa	5.100 ptas.
Europa certificada	6.100 ptas.
Resto países correo aéreo	8.700 ptas.
	9.700 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	425 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

Generador de Funciones: Placa	*9453	1.600
Tren de Vapor	*1473	1.050

E3: MARZO 1980

Modulador	*80054	800

E4/5: JULIO/AGOSTO 1980

Fte. de alimentación variable 0-10V	*77059	750
Control sensorial de iluminación	*78065	750
Frecuencímetro para sintetizadores	*79114	800

E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

Termómetro digital	*80045	1.500

E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Ordenador para Juegos de TV:		
Circuito principal	*79073	5.570
Fuente de alimentación	*79073-1	840
Circuito del teclado	*79073-2	1.260
Grillo eléctrico	*80016	500
Mida su fuerza	*79006	650

E8: ENERO 1981

Juego del Tula	*79007	650

E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM	*80120	6.230
Alarma para frigorífico	*81024	750
Medidor consumo carburante Módulo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módulo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburant Módulo 3	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*81035-4	1.000

E10: MARZO 1981

Top Amp	*80023	500
Top Reamp	*80031	1.200

E11: ABRIL 1981

El genio de la lata	*81042	500
Latómetro: Circuito principal	*81043-1	550
Latómetro: Display	*81043-2	450
Electro-multijuegos	*81044	1.500
Termómetro de baño	*81047	1.100
Gaita electrónica	*81048	1.000
Manantial para Ni-Cads	*81049	800
Xilófono	*81051	750

E12: MAYO 1981

Encendido Electrónico	*80084	2.000
Limpia-parabrisas inteligente	*80086	1.800
Anti-Robo	*80097	900
Indicador de Tensión de batería	*80101	750
Protección para la batería	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite	*80102	700

E13: JUNIO 1981

Fuente de alimentación de precisión	*80514	900
Comprobador de transistores	*80077	1.750

E14/15: JULIO AGOSTO 1981

Termómetro lineal	*80127	850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A	*80516	1.050
Sensor escaparate/M1	*80515-1	700
Sensor escaparate/M2	*80515-2	1.100
Programador de memorias PROM.	*80556	2.100
Micro-amplificador	*80543	750
Amplificador de potencia con V-FET	*80505	1.300

E:17 OCTUBRE 1981

Imitador electrónico	*81112	1.000

E:18 NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Analizador lógico. Tarjeta memoria	*81094-3	1.450
Gong DQL	*81135	850
Voltím.2 1/2 dígitos. Circuito Prcpal	*81105-2	1.200

E19: DICIEMBRE 1981

Locomotora a vapor	*80019	1.000
Criptófono	*81142	1.300
Timbre sensorial	*81005	650

E20: ENERO 1982

Interfono	*80069	1.400
Paristor	*81123	850

E21: FEBRERO 1982

Amplificación ordenador juegos TV	*81143	5.000
Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro+Frecuencímetro	*81156	1.700
Mini amplificador telefónico	*82009	800

E22: MARZO 1982

Modulador luminoso 3 canales	*81155	1.500

E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elekterminal	*79038	2.100
Oscilador Senoidal	*82006	1.050
Lecturas de mapas por ordenador.	*81032	950
Mini-órgano	*82020	1.500

E24: MAYO 1982

Termostato para fotografía	*82069	1.000
Bucle de escucha: circuito emisor	*82039-1	1.300
Bucle de escucha: circuito receptor	*82039-2	1.150

E25: JUNIO 1982

Detector de humedad	*81567	800
Programad. de procesos: Visualizador	*81101-1	1.500
Programad. de procesos. Alimentador	*81101-2	1.400

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces	*81515	750
Generador de números aleatorios	*81523	1.350
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Ctrol. velocidad y direc. p/modelismo	*81506	950
Diapasón electrónico	*81541	1.000

E28: SEPTIEMBRE 1982

Generador de prueba RF	*81150	800
Construya su propio DNR	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM	*82093	800

E29: OCTUBRE 1982

Comprobador de RAMs 2114	*82090	1.000
Mini-téster	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido	*82026	950
Anti-robo activo	*82091	950

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolicón	*82066	800
Módulo capacímetro	*82040	1.000
Squelch Automático	*82077	1.000
Artist. Adhesivo frontal	*82014-F	950

E31: DICIEMBRE 1982

Intermitente electrónico	*82038	1.000
Sist. telefonía int. placa alimentaci.	*82147-2	900
Detector de gas	*82146	1.200

E32: ENERO 1983

Antenas activas-placa R.F.	*82144-1	950
Antenas activas-fuente	*82144-2	950
Cronoprocesador universal C. pral.	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado	*82141-2	1.100
Foto Computer-Display	*82141-3	1.200
Silbato ultrasónico	*82133	750

E33: FEBRERO 1983

Foto Com. 2ª-Temporizador programable	*82142-3	950
Conversores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Conversores para BLU. Conversor AF	*82161-2	1.000
Crescendo	82180	2.260

E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor	*82027	2.200
Accesorios para el crescendo	83008	1.480
Cancerbero	*82172	1.100

E35: ABRIL 1983

Mili-óhmetro	*83006	925
Módulo combinado VCF/VCA	*82031	1.800

E36: MAYO 1983

Mód. LFO/NOISE /doble ADSR. Doble ADSR	*82032	1.800
Mód. LFO/NOISE /doble ADSR.LFO/NOISE	*82033	1.700
Super-eco	*82175	1.200
Lucipeto	*82179	1.150
Preludio:		
Alimentación	*83022-8	1.830
Placa de conexión	*83022-9	2.925

E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación	*82078	2.050
Regulador para faros	*83028	750
Preludio:		
Amplificador lineal	*83022-6	2.500
Protector de fusibles	*83010	750

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Interruptor fotosensible	*82528	700
Generador de efectos sonoros	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM. Bus	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.875
Semáforo de audio	83022-10	1.020
Diapasón para guitarra	*82167	1.000

E41: OCTUBRE 1983

Preamplificador MC	83022-2	1.985
Preamplificador MM	83022-3	2.445
Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula	83041-F	4.500

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor Rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300

E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva	83051-F	1.820
Auto-test	*83083	1.850
Iluminación tren eléctrico	*82157	1.700

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	*83562	950
Maestro: Receptor	*83051-2	6.400
Adaptador de red	*83098	750

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	*82110	1.350
Elektrómetro	*83067	1.300
Decodificador RTTY	*83044	1.300
Detector de heladas	*83123	700

E46: MARZO 1984

Pseudo-estéreo	*83114	950
Fonóforo a flash	*83104	950

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico unid. salida	*82111	2.650
Sintetizador polofónico. convert. D/A	*82112	1.000

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de Medida	*84005-1	1.700
Visualización	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros	*83071-1	1.600
Control	*83071-2	1.500
Visualización	83071-3	1.465
Receptor para banda marítima	83024	2.135

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	*83120-1	1.900
Oscilador y control	*83120-2	1.300
Veleta electrónica	*84001	2.400
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.920

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

EPS

Tarjeta de medida	84012-1	1.960
Visualización	84012-2	1.150

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera	*83503	895
Micromatón	*83515	1.075
Amplificador PDM para automóvil	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de calor	*83410	1.335
Indicador térmico para radiadores.	*83563	770
Fuente de luz constante	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones	*83558	915
Generador de Miras B/N con integrado	*83551	750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:		
Placa principal	*84023-1	1.850
Placa de control	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal	84037-1	2.395
Placa de doble cara	*84037-2	2.850
Carátula adhesiva	*84037-F	1.705

E53: OCTUBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Circuitos entrada/alimentación	84024-2	1.610

E54: NOVIEMBRE 1984

Placa de visualización	*84024-3	5.735
Analizador en tiempo real:		
Placa de base	84024-4	8.080
Lanzadestellos portátil	*84048	1.225
Interface p/máquinas escribir elect.	*84055	1.930

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.705
Carátula adhesiva frontal	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo	84024-6	2.825
Mini-Crescendo	84041	2.310

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum	*84054	1.300

E57: FEBRERO 1985

Sonda batimétrica:		
Placa principal	*84062	2.305
Placa display	81105-1	1.870

E58: MARTES 1985

Simulador de estéreo	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico	*84089	1.080
Tacómetro digital	84079-1	1.265
Tacómetro digital	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas	*84095	2.410

E59: ABRIL 1985

Falsa alarma	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART	*84072	1.350
Controlador de mini-car	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1	*84073	960
Harpagón. Versión 2	*84083	890
Mini-impresora	*84106	2.775

E60: MAYO 1985

Filtro activo	84071	2.235
Fláshmetro	84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencímetro a μP:		
Circuito principal	*85013	4.800
Visualizador	*85014	1.975
Oscilador	85015	925
Panel Frontal	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81	*84075	1.680

E61: JUNIO 1985

Autodim	*84096	1.100
Alimentación alterna	*84035	1.180
Etapa de entrada a 1,2 GHz	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc	*84115-2	2.600

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	920
Frecuencímetro	84462	2.055
Alimentación para microordenador	84477	2.230
Alarma para frigorífico	*84437	1.050
Conversor VHF/AIR	*84438	1.470
Analizador línea RS-232	84452	1.370
Timbre musical	84457	1.135

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20.	*85010	1.125
Contador Universal	*85019	1.260
Telefase	*84100	950

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa Principal	83107-1	1.355
Alimentación	83107-2	765
Interruptor crepuscular	85021	1.050
Radio solar	85042	1.120

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	*84102	2.825
Temporizador Universal	*84107	1.150
Plotter gráfico X-Y	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones	*85043	2.645
Detector de infrarrojos	*85064	3.120

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator	*84109	1.185
Pseudo 2732	85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche	*85072	3.300

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF	*85002	835
Preamplificador microfónico	*85009	1.020
Modulador de bujías	*85053	1.160

E69: FEBRERO 1986

Automonitor	85054	1.640
Bus universal E/S	85058	3.785
Lesley	85099	2.130

E70: MARZO 1986

Relé de estado sólido	85081	805
Generador de frecuencias patrón.	85092	1.495
Anemómetro portátil	85093	3.635
Vobulador de audio/p. frontal	*85103-F	1.760

E71: ABRIL 1986

Central de alarma C. Principal	*85089-1	3.190
Central de alarma, interface	85089-2	915
Iluminator, C. Principal	85097-1	2.295
Iluminator, control lámpara	*85097-2	2.375

E72: MAYO 1986

Interface E/S de 8 bits	85079	1.550
Flipper, circuito principal	85090-1	2.425
Flipper, visualizador	85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros	*85097-3	1.720

E73: JUNIO 1986

Interface RS232C	85073	1.470
Tarjeta gráfica alta resolución	85080-1	5.710
Filtro activo para DX	86001	4.515

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	85446	1.030
Sonda lógica para μP	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*85450-1	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Trazador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/C.P.	*85470-1	1.225
Vúmetro para disct/Visualizador	85470-2	2.450
Monitor maqueta trenes	85493	1.375
Display gigante «8»	*85413-1	4.130
Display gigante «1»	85413-2	1.825
Display gigante «:»	*85413-3	1.270
Barrera infra-roja	*85449	1.420

E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante	85100	4.400
Circuito protección altavoces	85120	3.790

E77: OCTUBRE 1986

Megáfono	*86004	1.150
Altavoz satélite	*86016	1.085
Alimentación doble/C.P.	*86018-1	2.490
Alimentación doble/P.F.	*86018-F	1.605

E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti-robo coche/teclado	86005-2	995
Interruptor automático I.R.	86006	1.295
Mezclador portátil/MIC-line	86012-1	1.975
Mez. portátil/Frontal MIC-line	*86012-1F	935
Mez. portátil/módulo estéreo-A	86012-2A	2.005
Mezc. portátil/módulo estéreo-B	86012-2B	1.345
Mezclador portátil/alimentación	86012-4	2.240
Mez. portátil/Frontal Aliment	86012-4F	1.915
Interface C64/C128	86035	1.320

E79: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF	*85000	595
Amplificador para autorradio	*85102	1.530
Doblador de tensión	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1ª	86012-3A	1.980
Mezclador portátil mod salida 1b	86012-3B	1.765

E80: ENERO 1987

Buffer para impresora /C.P.	85114-1	4.400
Buffer p/impres./display teclado	85114-2	1.885
Mezc. portátil/mod. salida 2	86012-5	2.230
Mezc. portátil/Frontal salida 2	86012-5F	1.770
Mezc. portátil/Frontal vacío	86012-6F	1.290
Mezc. portátil/Frontal salida 1	86012-3F	1.880
Reloj en tiempo real	86017	1.440
Amplificador 1000 W	*86031	6.040

E81: FEBRERO 1987

Interface RTTY	86019	2.835
Accesorios amplificador 1000 W	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA	86100	1.070

E82: MARZO 1987

Módulo RF TV sat	86082-1	4.720
Microscopio	86083	9.195
Pluviómetro	86068	1.345

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal	86041-F	2.330
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	3.175
TV sat frontal	86082-F	1.295
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.355

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios	86082-3	2.585
Preamplificador/Frontal	86111-F	2.095
Preamplificador/Trasera	86111-F2	1.655
Medidor valor eficaz real	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal	86120-F	2.375

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación	*87015-E	480
Amplificador de cascos	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.	86090-1	2.975
Convertidor remoto/Placa A/D	86090-2	1.110
Preamplificador/C. principal	86111-2	8.415
Control univ. motor paso a paso	*87003	4.985

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454)	*86452	685
Dado en CMS (junto con EPS 86452)	86454	725
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
Ahuyentador de roedores	86490	755

E88: SEPTIEMBRE 1987

Extensión E/S para MSX	86125	3.155
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacímetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	*86135	1.787
Programador EPROM para MSX	87002	3.550
Ecualizador para guitarra	86051	1.980

E90: NOVIEMBRE 1987

Preamplificador a válvulas/CP	*87006-1	2.445
Preamplif. a válvulas/Entradas	86111-3A	2.585
Gerador. senoidal digitalizado/CP	87001	2.805
Gerador. senoidal digitalizado/PF.	87001-F	2.040

E91: DICIEMBRE 1987

Telemendo domést. por I.R. (emisor)	86115-1	1.065
Telemando domést. p/I.R. (receptor)	*86115-2	1.110
Distribuidor MIDI	87012	2.770

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

EPS

Preamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	*87006-2	3.600
Interface coplor para Atari ST	86103	2.320
ARGUS, mini-detector de metales	*86069	1.225

E92: ENERO 1988

Barómetro/Altímetro	86110	1.850
16K RAM CMOS para C64	87082	1.090

E93: FEBRERO 1988

Telecanguro	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits	87160	2.420

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros	*87026	3.785

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m.	87051	3.920
Emulador universal de EPROM	87136	4.655

E96: MAYO 1988

Autobomba	86085	2.676
Regulador para cargas inductivas	87181	1.630
Ctrol. digital p/motores modelismo	87098	1.170
Polímetro digital auto-rango	87099	1.755

E97: JUNIO

Termómetro solar	87188	1.831
Bus de expansión para MSX	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/baterías	87076	3.205

E98/99: JULIO/AGOSTO 1988

Amplif. corrector tonos monochip	87405	1.225
Vobulador sencillo	87419	1.195
Oscilador en puente de Wien variable	87441	570
Analizador del factor de trabajo	87448	1.560
Amplificador de auriculares	87512	2.375

E100: SEPTIEMBRE 1988

Preamplif. alta calidad p/micrófono	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos	87067	1.210
Limitador estéreo	87168	1.920
Transmisor equilibrado p/línea BF	87197	2.780
Frecuencímetro multifunción	87286	3.350

E101: OCTUBRE 1988

Distorsionador para guitarra	87255	1.720

E102: NOVIEMBRE 1988

Filtro activo sustractivo p/altavoces	87109	4.010
Generador de sonidos estéreo para µP	87142	1.930
Ordenador BASIC	87192	5.445

E103: DICIEMBRE 1988

Comprobador de componentes	87100	730
Trazador gráfico (Plotter)	87167	3.070
Cargador rápido de baterías NiCD.	87186	1.940

E104: ENERO 1989

«Link», el preamplificador	880132-1	1.890
«Link», el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores	880039	5.875
Tarjeta E/S para IBM PC	880038	9.125
Antena activa para OC	880043-1	1.850
	880043-2	1.500

E105: FEBRERO 1989

Ampliff. 64K de RAM estática p/MSX	87311	5.150
Receptor FM estéreos en CMS	87023	870

E106: MARZO 1989

Fuente gobernada por µC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad antena)	880041	1.750
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345

E107: ABRIL 1989

Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Medidor de autoinductancias	880134	2.265
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación)	880016-4	210

E108: MAYO 1989

LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/µP()	880120-1	3.850
	880120-2/3	2.685

E109: JUNIO 1989

Teclado MIDI portátil	880168	2.140
Reforzador de armónicos	880167	1.705
LFA-150: Etapa rápida de potencia (circuito de protección)	880092-3	1.940
LFA-150: Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar)	880092-4	1.960

junior computer

Circuito principal	80089-1	6.000
Fuente alimentación	80089-3	1.265
Fuente de alimentación de 12 V	*81033-2	605
Junior computer: Tarjeta adaptación	*81033-3	900
Tarjeta de RAM dinámica	82017	3.735
Teclado ASCII	*83058	8.205
Tarjeta VDU	83082	3.705
Tarrjeta de memoria universal	83014	3.505
Omnibus	83102	3.965

Software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.870
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.870
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	1.965
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	1.965
Crono-procesador (27169	ESS512	2.620
Generador caracteres VDU (2832)	ESS523	4.120
Terminal Universal (2732)	ESS525	4.120
Elaberinto (2716)	ESS527	2.620
Copiador de EPROM (2716)	ESS528	2.620
Frecuencímetro a µP (2732)	ESS531	4.120
Plotter X-Y (2732)	ESS532	4.120
Clepsidra (2732)	ESS535	4.120
Frecuencímetro a µP, U665B (2732)	ESS536	4.120
Jumbo, reloj gigante (s×2716)	ESS539	4.585
Tarjeta E/S para IBM PC (PAL6R4)	ESS561	2.370
Sintet. radio controlado p/µP (27C64)	ESS564	3.300
Teclado MIDI portátil (2764)	ESS567	3.460
Emulador de EPROM *8748)	ESS701	1.975
Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador (µP Intel 8751)	ESS702	11.850

NOTA: Sólo se enviarán memorias de nuestro servicio ESS.

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos

Interface	9721-1	805
Receptor de interface	9721-2	375
Fuente de alimentación	97-3	1.215
Teclado (una octava9	9721-4	305
VCO	9723-1	2.445
VCF 12 dB	9724-1	1.070
VCF 24 dB	9953-1	1.060
RMF	9951-1	1.150
ADSR	9725-1	1.075
DUAL/VCA	9726-1	1.115
LFO	9727-1	1.170
NOISE	9728-1	1.025
COM	9729-1	1.035

Carátulas:

Interface	9721-F
VCO	9723-F
VCF 12 dB	9724-F
VCF 24 dB	9953-F
RFM	9951-F
ADSR	9725-F
DUAL VCA	9726-F
LFO	9727-F
NOISE	9728-F
COM	9729-F

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor núm. 110/111. Julio/Agosto 1989

	Referencia	P.V.P.
Adaptador universal CMS-DIL	EPS 884025	725
Tarjeta prototipo para µP	EPS 804013	2.865
Comprobador de transistores	EPS 884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 integrado	EPS 884080	1.145
Ecualizador gráfico de 5 bandas	EPS 884049	2.190
Control de motor paso a paso	EPS 884076	1.635

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores



Amplificador de instrumentación

Un sólo circuito integrado con cuatro amplificadores operacionales, del tipo NE5514 es suficiente para realizar un excelente amplificador de instrumentación con entrada diferencial. El circuito presentado aquí es una versión elaborada de una configuración de base propuesta por PMI, Burr Brown y Analog Devices en sus libros de características.

Las etapas diferenciales A1 y A2 amplifican la señal diferencial U1-U2, sin ser afectadas por la señal en modo común, la cual por tanto no resulta amplificada por A3. Suponiendo que todos los componentes sean ideales, se obtienen las tensiones de salida siguientes:

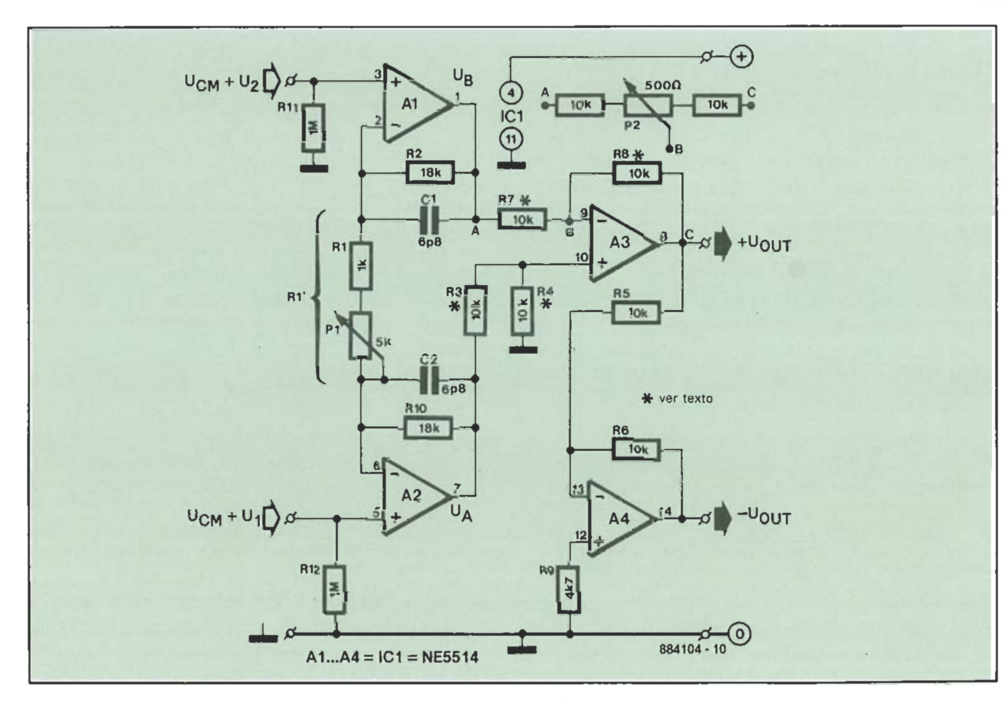
$$Ua = \left(1 + \frac{2 \times R2}{R1'}\right) U1 + Ucm$$

$$Ub = \left(1 + \frac{2 \times R10}{R1'}\right) U2 + Ucm$$

lo que da como tensión diferencial (si R2 = R10)

$$Uout = Ua - Ub = \left(1 + \frac{2 \times R2}{R1'}\right) (U1 - U2)$$

Esta tensión diferencial es amplificada por 1 en A3. La adición de A4 está prevista para aplicaciones en las cuales resulta deseable una salida simétrica. No hay que esperar demasiado de esta salida a frecuencias elevadas, ya que el desfase introducido por A4 es sensible.



Para un buen rechazo en modo común, es necesario utilizar para R2, R10 y R3...R8 resistencias de tan sólo un 0,1 % de tolerancia (por ejemplo la serie MPR 34E de Philips).

Es posible adoptar entre los puntos marcados A, B y C un protenciómetro (como indica el esquema), para regular de forma precisa el rechazo en modo común. La resistencia variable P1 permite ajustar la ganancia dentro de cierto límites. La tensión de alimentación no debe ser superior a ± 16 V; el consumo será de unos 7 mA.

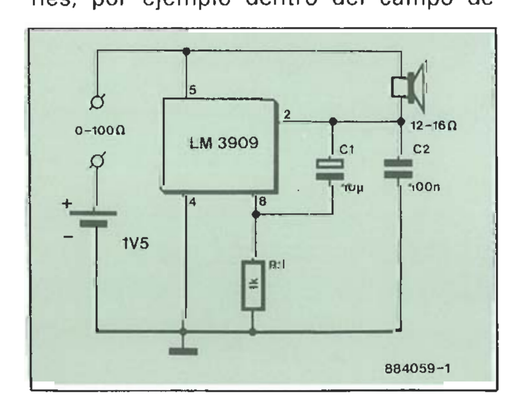


Comprobador de continuidad compacto

Las dimensiones de este comprobador de continuidad se dejan a la elección de su realizador, ya que dependen principalmente del tamaño de los elementos accesorios empleados, a saber, el altavoz y la pila de 1,5 V (modelo R6, R14 o R20, según se desee).

¿Qué se puede decir de los 4 componentes que constituyen este montage? Desde luego, si no dispone de un medidor de continuidad este circuito, es justamente lo que le hace falta.

El corazón del circuito es un LM3909 (National Semiconductor), uno de esos raros circuitos integrados diseñado para ser alimentado a 1,5 V. Diseñado originalmente para hacer parpadear un led u otro dispositivo de señalización, este circuito puede ser utilizado para otras aplicaciones, por ejemplo dentro del campo de audio, como lo prueba este montaje.



La colocación entre las puntas de prueba de una resistencia de valor comprendido entre 0 y 100 Ω produce una señal sonora. Basta con un poco de práctica para «oír» las variaciones de resistencia de tan solo 5 Ω.

Una vez terminada la realización de este sencillo montaje, se podrá verificar su buen funcionamiento pasando revista a algunas resistencias de su almacén particular, cuyos valores están comprendidos entre 1 y 100 Ω.

No hay que preocuparse en lo que concierne a la duración de la pila. Con un cortocircuito de las puntas de prueba circula una corriente de unos 30 mA.



Detector de fugas

Cuando un río cualquiera está a punto de desbordar su cauce, los habitantes próximos deben ser advertidos lo más pronto posible. Lo mismo se puede aplicar cuando a la goma de desagüe de la lavadora se le ocurre inesperadamente salirse del tubo en el que estaba cuidadosamente encajada. Si, circunstancia desagradable pero posible según las exigencias de las leyes de Murphy, uno está ausente mientras esto ocurre, las consecuencias de esta fuga pueden ser dramáticas.

Hoy día existen diferentes procedimientos técnicos (válvulas autobloqueantes y otros dispositivos automáticos de corte) para hacer frente a estas situaciones. Sin embargo presentan el inconveniente de no entrar en funcionamiento mas que cuando la fuga alcanza una cierta importancia. Un goteo persistente no es capaz de activar estos mecanismos. Todo lo contrario a lo que hace nuestro detector de fugas de agua. Una vez que entra en contacto con el líquido, nuestro circuito se manifiesta de forma ruidosa, advirtiendo (suponiendo evidentemente que haya alguien presente para oír dicho aviso) del riesgo potencial de inundación.

No hay que dejarse engañar por la representación a gran escala de la estructura interna del circuito integrado utilizado en este montaje, el LM 1801 de National Semiconductor, ya que es posible realizar un montaje muy compacto. Su fabricante ha diseñado el LM 1801 como circuito de control de un dispositivo de detección de humo; por una suprema ironía, en Elektor hemos decidido emplearlo como detector de fugas de agua.

Diseñado para ser alimentado mediante una pila de 9 V, este circuito integrado acepta una alimentación máxima de 14 V. Mediante la colocación de resistencias externas, es posible programar la tensión de umbral de una alimentación excesivamente baja (detección de pila agotada), el nivel de disparo de una alarma, la histéresis y la intensidad de la corriente de reposo. El LM 1801 incorpora un transistor de potencia capaz de atacar directamente a un resonador.

Dado que se trata de un circuito integrado poco conocido, vamos a pasar revista a las patillas no utilizadas. De forma similar a la patilla 2, la 3 es una (segunda) tensión de referencia. La patilla 6 es una entrada de realimentación de una eventual información («feedback»). La patilla 10 permite la conexión en paralelo de varias alarmas. Para finalizar, la patilla 11 recibe una señal suministrada por un captador.

Veamos ahora la parte de circuito empleado en este montaje. El LM 1801, un comparador de baja tensión, genera una corriente de salida relativamente importante cuando las circunstancias (fugas de agua) lo justifican. La resistencia R2 permite fijar a un valor dado la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora del comparador, patilla 5.

Cuando la tensión aplicada a la patilla 4, entrada inversora del comparador, sobrepasa la tensión de referencia (cuando el captador entra en contacto con el líquido, y por tanto conduce una parte de la tensión de alimentación) el resonador piezoeléctrico se activa. Durante la activación del zumbador, el consumo de corriente alcanza 24 mA. El reposo la corriente es de 10 µA, de manera que la pila debería tener una duración superior a un año.

Resulta imposible conectar varios detectores de humedad a este montaje. En caso de disparo de la alarma habrá evidentemente que controlar la forma individual cada uno de los sensores para determinar de dónde proviene la fuga.

R4 7M5, R5 2M7, C1 10µ 6V, Indicador de bateria baja, Polariz., LM1801, Referencias, C3 100µ 16V, 9V, R1 10M, R2 10M, C2 100n, R3 1M

* ver texto

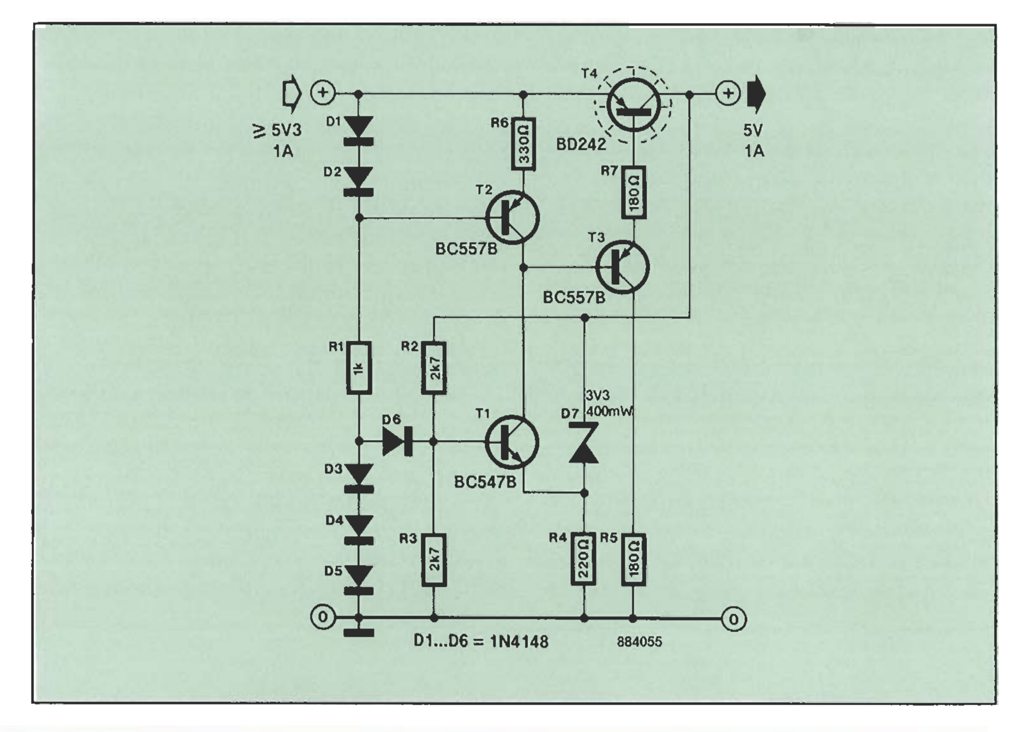
884057 - 10

04 Regulador discreto de tensión

Siempre resulta economizar la energía, pero esto es particularmente cierto cuando se trata de una alimentación mediante pilas. En estos casos es preferible buscar un dispositivo de regulación que tenga las pérdidas más bajas posibles. Los reguladores de alta eficiencia (o lo que es lo mismo, de baja caída de tensión sobre ellos) no existen para corrientes superiores a 0,4 A. Un sencillo circuito con 4 transistores puede ser la solución a este problema.

La fuente de corriente constante constituida por T2, D1, D2 y R6 garantiza una ganancia elevada y un eficaz rechazo del rizado. La parejta T3/T4 realiza la función de Darlington controlado por T1. La base y el emisor de este transistor están conectados a los extremos de la tensión de salida. Si esta tensión aumenta, la tensión de emisor de T1 crece más que su tensión de base, lo que provoca un bloqueo del transistor; en consecuencia, la tensión de control del Darlington T3/T4 disminuye progresivamente, y la tensión de salida disminuye. Sin embargo, como durante el encendido la tensión de salida es nula, T1 se mantendría permanentemente en estado bloqueado (al corte), lo que implica tener que buscar una escapatoria a este problema. Esto explica la indispensable presencia de los diodos D3...D6 si se quiere garantizar el arranque correcto del circuito.

La tensión de salida está determinada por las características de D7 y los valores del puente divisor constituido por las resistencias R2 y R3. Sabiendo que la tolerancia de los diodos es relativamente grande, se podrá sustituir R2 por un ajustable de 5 KΩ, de manera que se pueda ajustar de manera precisa la tensión de salida. La sustitución de D7 por un diodo zéner de tensión diferente permite evidentemente disponer de una nueva gama de tensiones de salida. Durante la realización práctica de este circuito no hay que olvidar que no incorpora dispositivo de limitación de corriente, por lo que habrá que evitar los cortocircuitos en la salida.

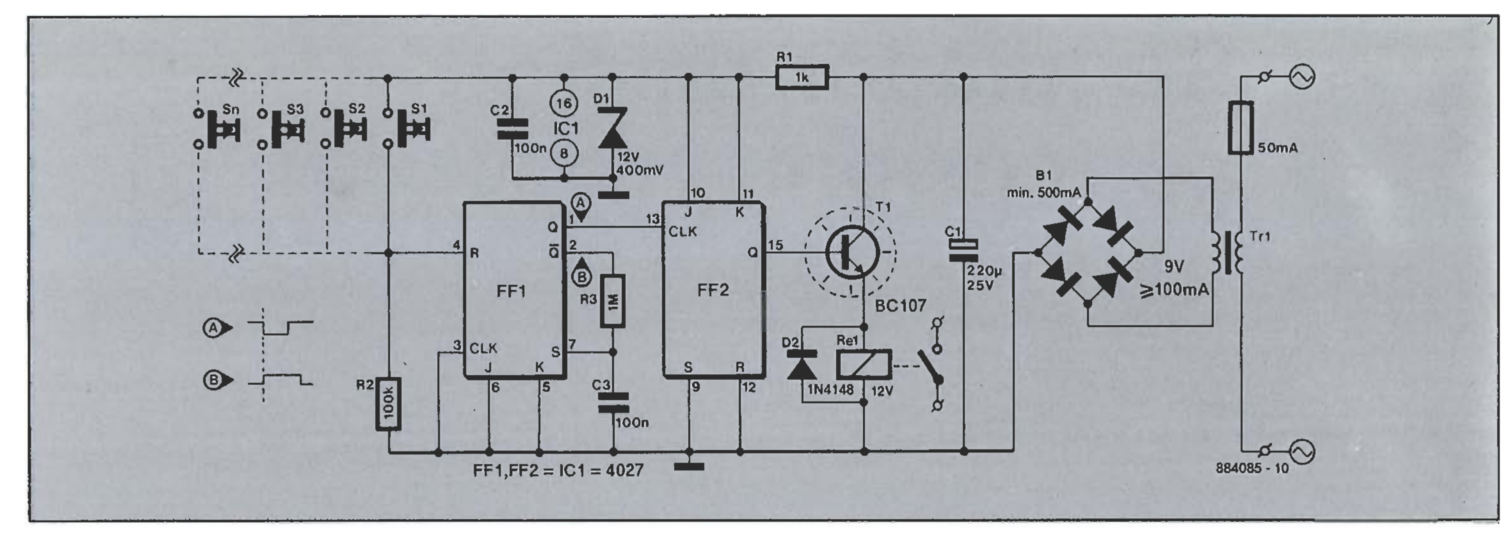


05 Relé de impulsos

He aquí un relé de impulsos que puede reemplazar ventajosamente a los interruptores de iluminación cableados como interruptor de cruce (en los que dos o más interruptores controlan, apagando o encendiendo indistintamente, una única luz), así como algunos sistemas temporizados. Esta solución presenta tres ventajas sobre los montajes tradicionales: los interruptores son más sencillos (de hecho pueden ser conmutadores o pulsadores), la instalación necesita menos cables, y los hilos de control pueden ser muy finos, del tipo de baja tensión.

Esta realización se basa en una báscula biestable seguida de una etapa de potencia y de un relé. El biestable FF2 posee, como su propio nombre indica, dos estados estables. Con cada impulso que llega a la entrada situada en la patilla 13, la salida, patilla 15, cambia de estado, y se mantiene en él hasta la llegada de un nuevo pulso sobre la entrada. Cuando la salida del biestable se encuentra a nivel lógico alto, la base del transistor de potencia T1 recibe la corriente necesaria para entrar en conducción. En este momento la bobina del relé Re1 se excita, y sus contactos de trabajo cierran el circuito de iluminación. Con el pulso siguiente, la salida 15 vuelve a cero, y la luz se apaga.

El biestable que hemos utilizado es un 4027. Se trata de una doble báscula CMOS, con entradas de activación (Set) y desativación (Reset), disparada por un flanco ascendente. La segunda báscula FF1 de este circuito integrado nos sirve para eliminar la inestabilidad que podrían provocar los rebotes de los contactos de los interruptores. En el instante en que se cierra uno de los interruptores S1...Sn, la entrada 4 (Reset) de FF2 pasa a nivel alto, lo mismo que la salida /Q, patilla 2. La salida Q, patilla 1, pasa a estado «0». Tras un corto intervalo de tiempo, determinado por el valor de R3 y el de C3, suficiente para que cesen los rebotes de los contactos, la entrada 7 pasa a su vez a nivel alto. La lógica interna del 4027 hace que en estas condiciones la salida Q se ponga igualmente a nivel alto. Este paso de la salida 1 a nivel alto es precisamente el pulso de control enviando a la entrada 13 de FF2. La salida 7 vuelve a nivel lógico bajo cuando se deja de apretar el pulsador.



La alimentación del circuito necesita un transformador de 9 V/150 mA. Un pequeño transformador para circuito impreso convendrá muy bien para este montaje. Tras rectificación mediante el puente B1 y el correspondiente filtrado, se obtiene una tensión de al menos 14 ó 15 V que será limitada, para los circuitos lógicos, a 12 V mediante el zéner D1 y la resistencia R1. Gracias a la baja impedancia de salida del transistor T1 montado en colector común, queda disponible una tensión de 11 V para el funcionamiento del relé. La disipación de calor de T1 dependerá de la corriente consumida por la bobina del relé y de la tensión en bornas del condensador C1. Como T1 trabaja en la zona lineal de su característica, la disipación permanecerá baja. Para estar absolutamente tranquilos, se puede colocar un pequeño radiador en estrella sobre el encapsulado de este transistor.

Los contactos de trabajo del relé Re1 será unidos a la red. Su aislamiento pues debe estar previsto para unos 220 V, y la distancia entre la bobina y los contactos de trabajo deberá ser de al menos 6 mm.

Se pueden emplear pulsadores miniatura normalmente abiertos y con cierre del contacto al pulsar, e instalarlos en paralelo sobre un cable de baja tensión. Sólo hay una única restricción: estos cables de baja tensión deben estar separados al menos 6 mm de los conductores de la instalación eléctrica donde ya existan otros cables de 200 V.



Doblador simétrico de tensión

Hay numerosas aplicaciones, entre ellas las de amplificadores operacionales y comparadores de forma particular, en las cuales se necesita de manera insustituible una tensión de alimentación simétrica capaz de entregar tan solo unos pocos miliamperios. ¿Qué se puede hacer en estos casos cuando sólo se dispone de una tensión única de 5V? ¿Añadir una nueva alimentación? Esta solución no sólo ocupa sitio y cuesta más cara, sino que resulta totalmente inaceptable cuando se trata de un aparato alimentado por pilas.

Afortunadamente existen hoy día convertidores de tensión como, por ejemplo, el MAX 680 (Maxim); este circuito suministra en la salida una tensión simétrica dos veces mayor que la tensión de entrada, que puede estar comprendida entre 2,5 y 6 V. Si la tensión de entrada es de 2,5 V, por ejemplo, se dispondrá de ± 5 V a la salida, y si la entrada es de 6 V se tendrá ± 12 V de salida.

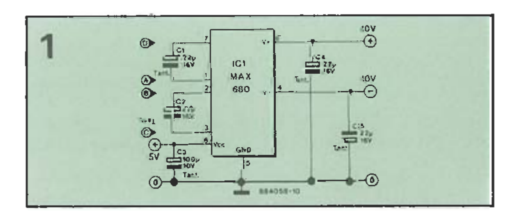
El MAX 680 es capaz de entregar una corriente de salida de ± 10 mA. La impedancia de salida típica es de 200 Ω. Sin carga, su consumo es prácticamente nulo; la tensión de salida presenta entonces picos inferiores a 40 mV.

Con 4 componentes adicionales, condensadores de filtraje, se realiza una alimentación simétrica de ± 10 V a partir de una tensión de entrada de +5 V. El quinto condensador, C3, sirve como desacoplo del circuito integrado respecto al resto de la alimentación; en la mayoría de los casos este condensador no será necesario.

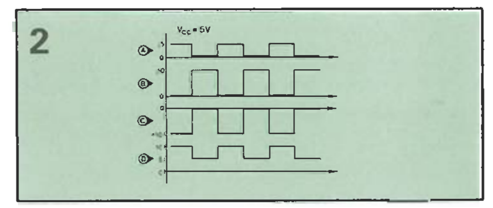
Tabla 1. Características medidas en el MAX680

V_{cc} = 5 V, f_{OSC} = 11,5 kHz carga = 0 KΩ				
			Rizado residual	rendimiento
V+ y V− sin carga	V+ V−	+9,92 V −9,90 V	40 mV (picos) 30 mV (picos)	— —
V+cargada V−sin cargar	V+ V−	+8,57 V −8,46 V	60 mV 30 mV (picos)	82 %
V+sin cargar V−cargadas	V+ V−	+8,62 V −7,78 V	80 mV 60 mV	74 %
V+ y V− cargadas	V+ V−	+7,53 V −6,69 V	100 mV 60 mV	70 %

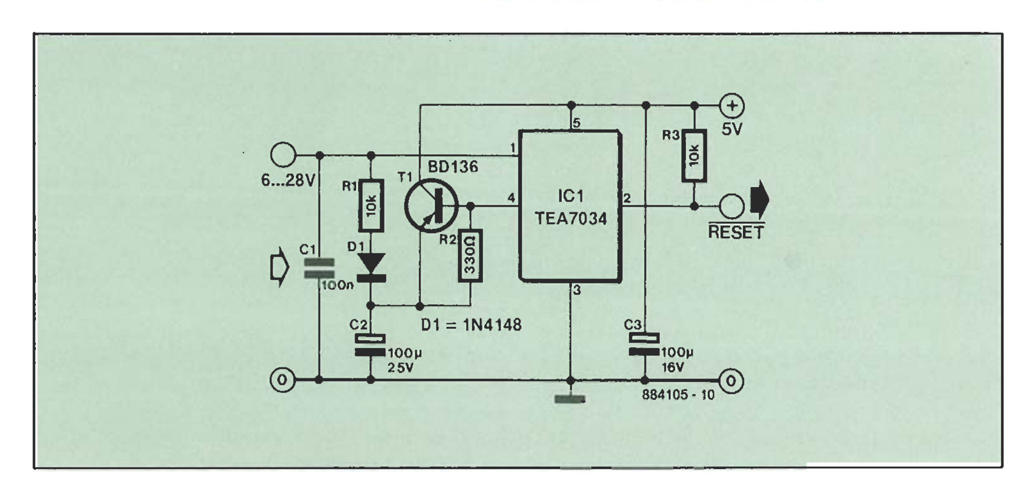
1



2



07 Regulador de 5 voltios para microprocesador



Con el circuito TEA7034 de Thomson se puede realizar un regulador concebido especialmente para ambientes agresivos: este circuito soporta sobre su entrada picos de tensión parásita de hasta 80 V. Asimismo, los microcortes no le afectan. Para alimentar un microprocesador en un ambiente crítico, este integrado puede contribuir a una solución altamente fiable.

El circuito de regulación presentado, basado en el mencionado circuito integrado, dispone de algunas funciones suplementarias que le permiten responder a las exigencias más severas.

Tras el encendido, el circuito suministra una señal de inicialización (/RESET) destinado al microprocesador una vez que la tensión de entrada ha superado los 8 V. La red de temporización formada por R1/C2 determina el retardo de activación de la señal de inicialización. A partir de este momento, la tensión de entrada puede descender hasta 6 V sin que caiga la salida.

Si la tensión de salida cae por debajo de 4,75 V, la salida de la patilla 4 lleva a T1 a conducción. Esto permite que C2 suministre directamente corriente a la carga sin pasar por el regulador. La intensidad máxima de salida del circuito integrado es superior a 500 mA. Cuando la corriente es de 0,5 A, la caída de tensión entre la entrada y la salida del regulador es de 0,6 V. La tensión de salida está estabilizada a +5 V con una precisión de ± 2,5 %.

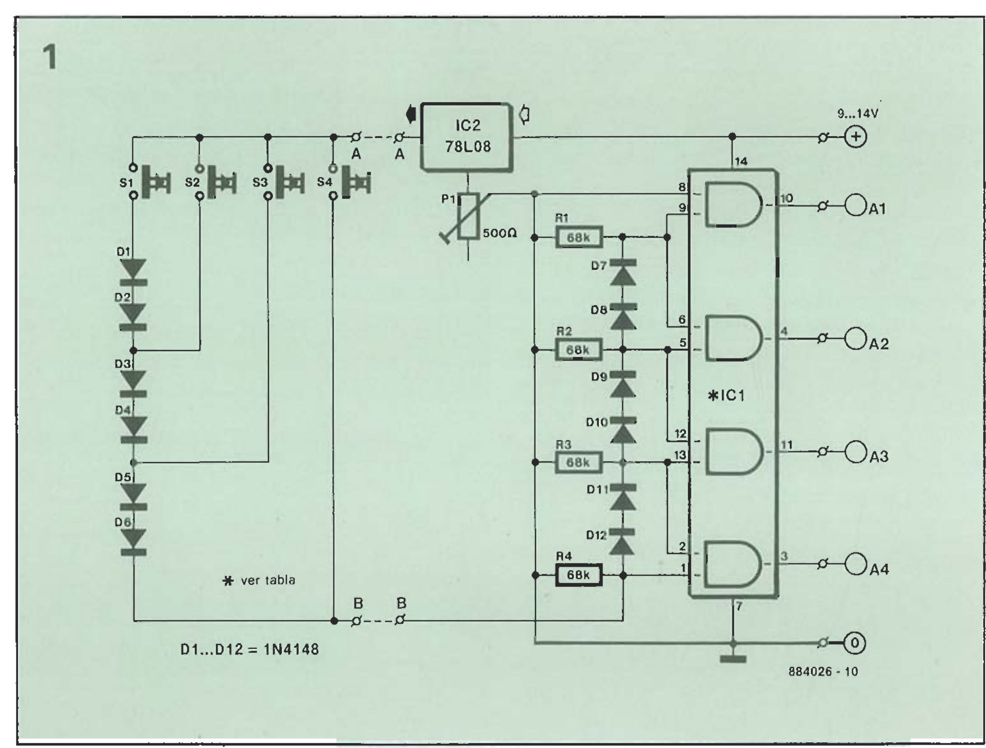
El circuito integrado resiste una inversión de la tensión de entrada, a condición de que ésta sea inferior a -18 V. La corriente de cortocircuito es de 0,8 A. Como todos los circuitos integrados dignos de este nombre, éste posee un dispositivo de protección térmica.

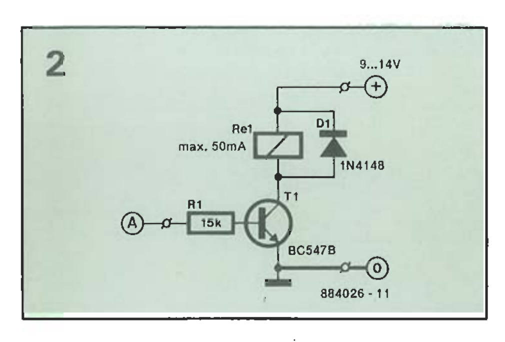


Multiconmutador electrónico

Hay que echar un poco de imaginación para idear una unión que con tan sólo dos hilos permita enviar varias informaciones, sin tener que recurrir al empleo de una transmisión serie. Y sin embargo, tal como se aprecia en el esquema adjunto, la solución no puede ser más simple, mediante los pulsadores S1...S4 se puede conseguir la conmutación de los niveles de salida en los puntos A1...A4, respectivamente.

La tensión regulada suministrada por IC2 se aplica a una de las líneas del cable indicado. En función de la tecla pulsada, S1...S4, esta tensión puede tomar 4





valores diferentes: primero es igual a la tensión original, después está reducida en dos, cuatro o seis veces la tensión de umbral de un diodo, antes de ser aplicacada al punto B. Según el nivel de la tensión, los potenciales en las entradas de IC1 cambian de manera que las salidas A1...A4 son conmutadas según el resultado de la función lógica EXOR (OR exclusiva).

La calibración del montaje se realiza mediante P1. Se busca para este ajustable la posición en la cual, cuando se pulsa S4, la tensión de salida de IC2 aumenta justo lo suficiente para realizar la conmutación de la salida 4. La función de IC1 puede ser cumplida por uno u otro modelo entre varios tipos de circuitos integrados CMOS, compatibles patilla a patilla. La tabla 1 indica la correspondencia entre las diferentes teclas y las salidas del circuito integrado, relación que difiere según el modelo de integrado empleado. A nivel lógico bajo, «0», las salidas manejan una corriente de 1,1 mA y a nivel lógico alto, «1», suministran 0,4 mA.

Tabla 1.

	4001 4071	4011	4070	4077	4081
S1	1	—	1	1	—
S2	1+2	1	2	2	1
S3	1+2+3	1+2	3	3	1+2
S4	1+2+3+4	1+2+3	4	4	1+2+3
Salida	L	L	H	L	H

Todos los circuitos integrados son compatibles patilla a patilla

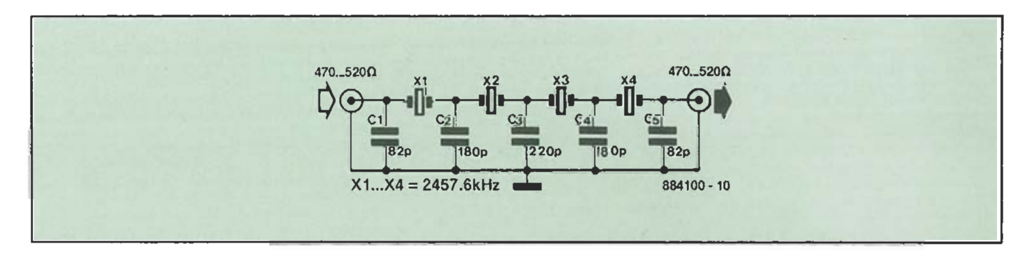
La figura 2 da un ejemplo de una etapa de control de relés para conectar a las salidas, capaz de conmutar hasta 50 mA, lo que permite la activación, por ejemplo, de un relé. Aunque extremadamente sencillo, este esquema funciona de manera fiable para longitudes de cable inferior a 50 metros.



Filtro RTTY a cristal

La utilización de un cristal de 2.456,6 Khz permite realizar excelentes filtros de banda estrecha. Hemos montado en el laboratorio de Elektor varios de estos filtros para asegurarnos de su reproductibilidad. Las pruebas han sido concluyentes (en caso contrario no hubieramos publicado evidentemente este esquema).

La impedancia de entrada y la impedancia de salida del filtro representado en el esquema adjunto están comprendidas entre 470 y 520 Ω. La banda pasante a -6 dB es de 150 Hz; a -60 dB ésta es de 500 Hz.



Las pérdidas de inserción están limitadas a 3 dB, lo que permite montar varios de estos filtros en cascada. En estos casos, la banda pasante a -6 dB es de unos 120 Hz, y de solamente unos 240 Hz aproximadamente a -60 dB. Por ello este montaje resulta interesante en RTTY para un desplazamiento en frecuencia de 85 Hz.

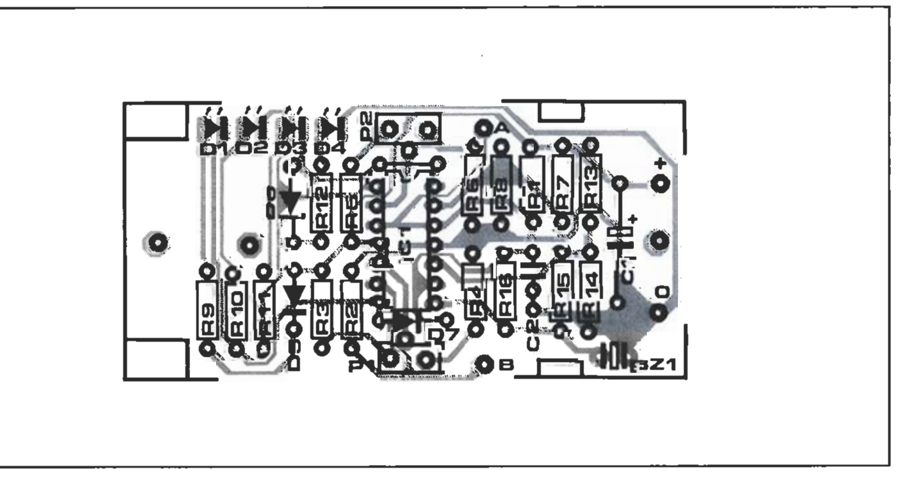


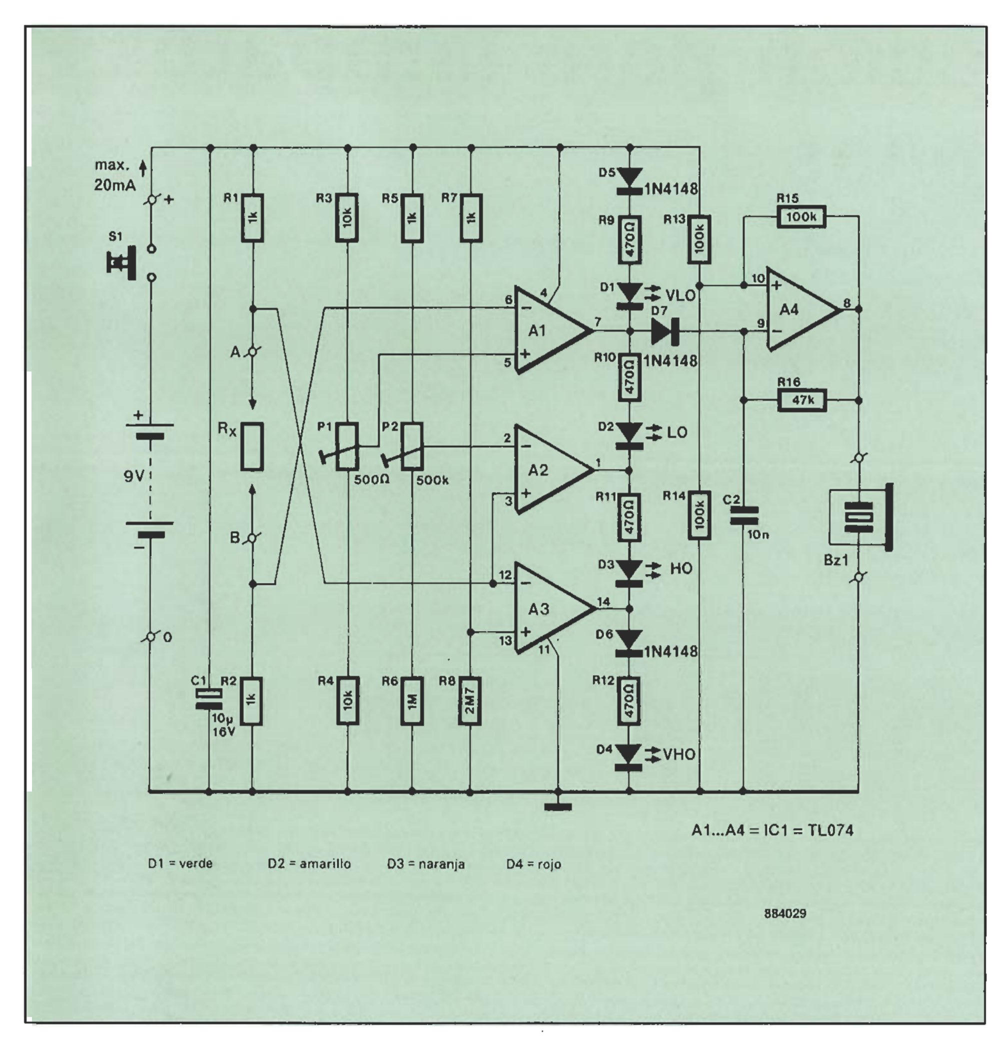
Comprobador de continuidad

A menudo, los montajes más sencillos resultan por contra los más útiles. Este montaje es un ejemplo de ello. Realiza una subdivisión de la resistencia que se mide en 4 márgenes, con lo que, de un vistazo, se pueden sacar conclusiones rápidas y fiables acerca del estado de un componente o un circuito. Además, permite la verificación de diodos, de led e incluso de condensadores electrolíticos.

El comprobador es capaz de diferenciar entre 4 estados, que visualiza mediante led de colores diferentes:

—VLO («Very Low Ohm») = resistencia muy baja, led verde. La resistencia de medida entre las puntas de prueba es inferior a 5 Ω.





Lista de componentes

Resistencias:
R1, R2, R5, R7 = 1 k
R3, R4 = 10 k
R6 = 1 M
R8 = 2M7
R9...R12 = 470 Ω
R13...R15 = 100 k
R16 = 47 k

Condensadores:
C1 = 10µ/16 V
C2 = 10 n

Semiconductores:
D1 = LED verde
D2 = LED amarillo
D3 = LED naranja
D4 = LED rojo
D5...D7 = 1N4148
IC1 = TL074

Varios:
S1 = pulsador
Bz1 = resonador piezoeléctrico (Toko PB2720 por ejemplo)
Clip para pila de 9 v
Caja de plástico

—LO («Low Ohm») = resistencia baja, led amarillo. La resistencia entre las puntas de prueba está comprendida entre 5 Ω y 100 KΩ.

—HO («High Ohm») = resistencia elevada, led naranja. La resistencia entre las dos puntas de prueba está comprendida entre 100 KΩ y es inferior a 15 MΩ

—VHO («Very High Ohm») = resistencia muy elevada, led rojo. La resistencia entre las dos puntas de prueba sobrepasa los 15 MΩ; este valor puede indicar la falta de unión (transistor o diodo abierto, o pista cortada). Evidentemente es la situación que se encuentra cuando se pone en marcha el comprobador. En estas condiciones, el led rojo sirve de indicador de la presencia de la tensión de alimentación.

En la gama VLO, además de la indicación visual a través del led, el comprobador de un aviso sonoro, lo cual es extremadamente práctico en su utilización como comprobador de continuidad, durante la localización de cables o pistas cortados.

Sin embargo, no es esta la única aplicación que puede conocer este comprobador, veamos los otros usos del mismo:

—Permite verificar el correcto estado de un diodo, y determinar la polaridad. Con el diodo colocado en sentido inverso se ilumina el led rojo; en sentido directo se enciende el led amarillo.

—Comprobación de led. La corriente de medida es suficiente para producir el encendido del led bajo prueba.

—Prueba de condensadores. Según la capacidad, el led amarillo se ilumina brevemente, seguido del encendido del led rojo.

—Prueba de condensadores electrolíticos. El seguimiento del proceso de carga resulta elocuente: el led amarillo se ilumina brevemente, después el led naranja, y por último el rojo una vez que el condensador está cargado. Con un poco de experiencia se puede determinar, aproximadamente, la capacidad del condensador a partir de la duración del proceso de carga. en caso de un condensador defectuoso, se oirá la señal sonora (en ciertos casos de forma breve).

El esquema muestra la electrónica que constituye el comprobador. Tres amplificadores operacionales están montados como comparadores. Cada uno de ellos compara la tensión en las bornas de medida con una tensión de referencia fija, y, según el resultado de esta operación, hacen pasar su salida a nivel de la tensión de alimentación o a masa. Un cuarto amplificador operacional, A4, está montado como generador de señal cuadrada que ataca al resonador piezoeléctrico. Este generador se pone en funcionamiento por medio del diodo D7, de forma que puede entrar en oscilación cuando la salida de A1 está baja y se ilumina D1, es decir, cuando la resistencia bajo prueba está en el rango VLO.

La serigrafía de implantación de componentes es lo suficientemente explícita para que la realización de este montaje no necesite explicaciones adicionales.

Una vez terminada la construcción, hace falta calibrar el montaje. Los ajustables P1 y P2 permiten delimitar los márgenes VLO y LO. Para ello, se buscará la posición de P1 en la cual la colocación de una resistencia de unos 5 Ω en las puntas de prueba haga apagarse D1 y encenderse D2. El proceso de ajuste de P2 es similar. Colocando una resistencia de 100 KΩ entre las puntas de medida debe apagarse D2 y encenderse D3.

El montaje alimentado mediante una pila compacta de 9V presenta un consumo que puede llegar a unos 20 mA, lo que significa que la vida eficaz de la pila será del orden de 10 a 15 horas. Si se prevé una utilización más intensiva de este montaje, será preferible alimentarlo a partir de la red, mediante un pequeño alimentador. Con bajas tensiones de alimentación, es recomendable desacoplar R8 colocando en paralelo con dicha resistencia un condensador electrolítico de 22 µF. Si se sustituye R16 por un ajustable (multivuelta incluso) es posible encontrar la frecuencia exacta de resonancia del zumbador piezoeléctrico, que corresponde a la misma señal sonora del mismo.

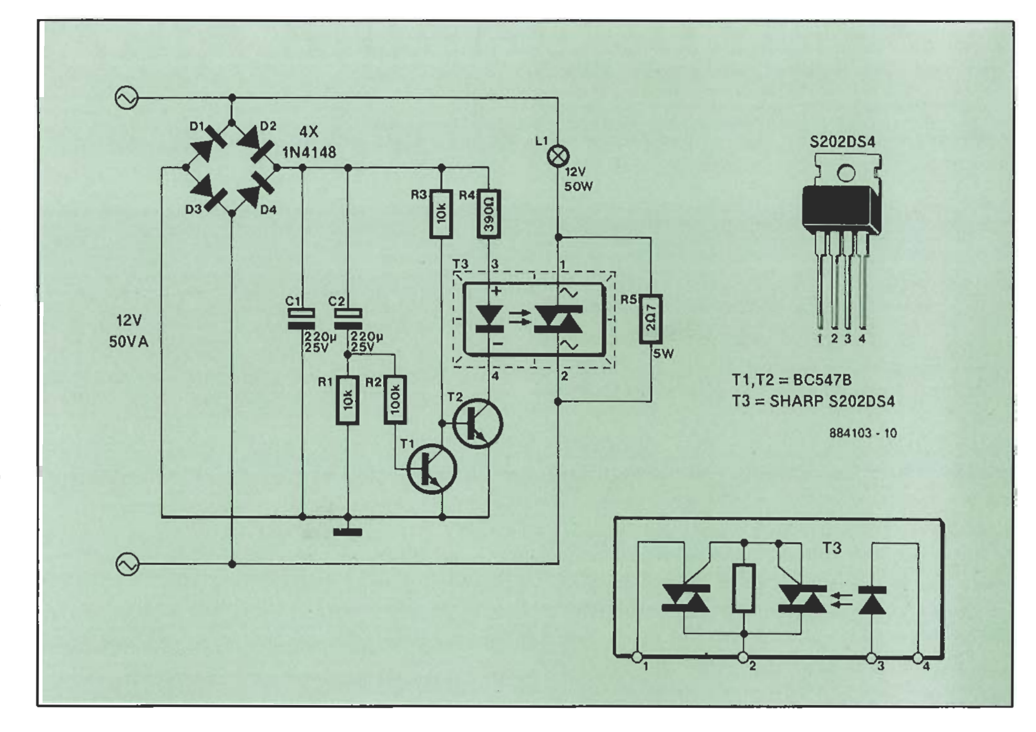


11 Protección para lámparas halógenas

La longevidad de las lámparas halógenas está especificada teniendo en cuenta un número de encendidos medios, y sin dispositivo particular de limitación de los pulsos de corriente de encendido. Con el circuito presnetado aquí se podrá superar ampliamente la vida de la lámpara indicada por el fabricante, sin que ello conlleve gastos importantes. Se trata, como se podrá imaginar, de realizar un encendido progresivo de la lámpara. Sin embargo, en lugar de utilizar un relé para cortocircuitar la resistencia de pre-calentamiento, como se hace a menudo en estos casos, les proponemos aquí el empleo de un optotriac cuya vida de funcionamiento es, si no eterna, en cualquier caso muy superior a la de un relé.

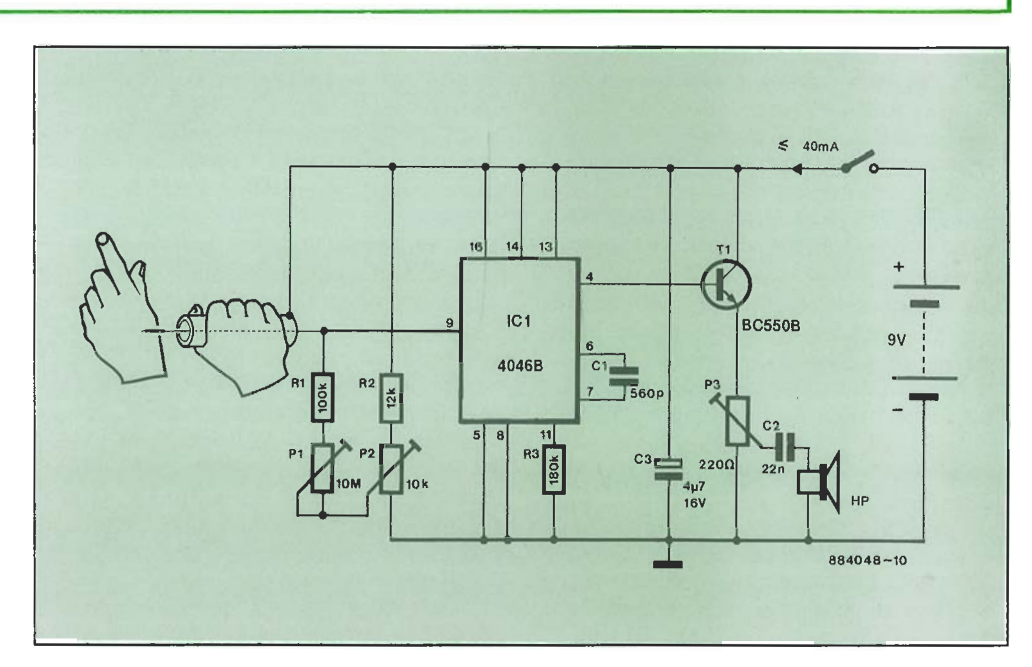
Durante el encendido del proyector, la diferencia de tensión en bornas del condensador C2 es todavía nula, lo que permite que T1 conduzca, mientras que T2 está bloqueado; por ello, el optotriac no se dispara todavía. La resistencia de precalentamiento de 2 Ω 7 montada en paralelo con el triac limita a unos 4 A la corriente que circula a través de la lámpara. Por tanto, el filamento se calienta progresivamente.

Una vez que C2 se ha cargado, T1 se bloquea, mientras que T2 se pone en conducción. Así se consigue, tras el paso por cero de la onda alterna de la red, el disparo del opto-triac que cortocircuita la resistencia R5. Con ello, la lámpara trabaja a plena potencia. Este circuito se podrá incorporar principalmente en los modelos antiguos de proyectores (diapositivas o películas). La intensidad máxima de corriente admitida a través del triac es de 8 A.



12 Acupuntura

Tal vez el montaje que se esconde tras este título era lo que estaba esperando desde hace tiempo. Nuestro «acupuntor» es un sistema electrónico que se puede utilizar para determinar los puntos sensibles, repartidos por todo el cuerpo humano, que se emplean en acupuntura. Como ocurre en toda Europa, la popularidad de la medicina alternativa crece también en nuestro país. En este caso se trata de una de sus ramas más tradicionales: la acupuntura. Este método de tratamiento, de origen chino, utiliza puntos sensibles repartidos por todo el cuerpo. Existen en el mercado aparatos médicos que permiten la detección de estos puntos sensibles repartidos por todo el cuerpo. Existen en el mercado aparatos médicos que permiten la detección de estos puntos sensibles, pero su mayor inconveniente radica en su exorbitante precio. De ello ha surgido la idea de este montaje, cuyo principio de



funcionamiento se basa en que los puntos sensibles para acupuntura presentan una resistencia epidérmica inferior a la del resto de la piel. Como se puede apreciar no se trata de ningún circuito sofisticado, sino más bien todo lo contrario. El 4046 es un PLL («Phase Locked Loop», bucle de enganche de fase) construido en tecnología CMOS. Para esta aplicación, no utilizaremos más que una parte del circuito: el VCO («Voltage Controled Oscilador», oscilador controlado por tensión). La frecuencia de oscilación del VCO está en función del nivel de tensión de entrada, y del valor de un par de componentes externos: C1 y R3. La tensión de entrada está determinada por el divisor de tensión que constituyen R1 y P1 asociados a la resistencia (variable) de la piel. Cuanto menor sea la resistencia epidérmica, menor será el nivel de la tensión de entrada, y por tanto la frecuencia de salida del VCO será mayor.

T1 sirve como excitador de salida para el altavoz, cuyo volumen se puede regular mediante P3.

Para garantizar la seguridad del paciente, la alimentación del montaje se realiza con una pila, lo que no presenta ningún problema, ya que el consumo del circuito resulta inferior a 40 mA. Bajo ningún concepto hay que utilizar una alimentación de red para este montaje, ya que la menor fuga de la misma podría causar situaciones altamente peligrosas, e incluso mortales, para el paciente.

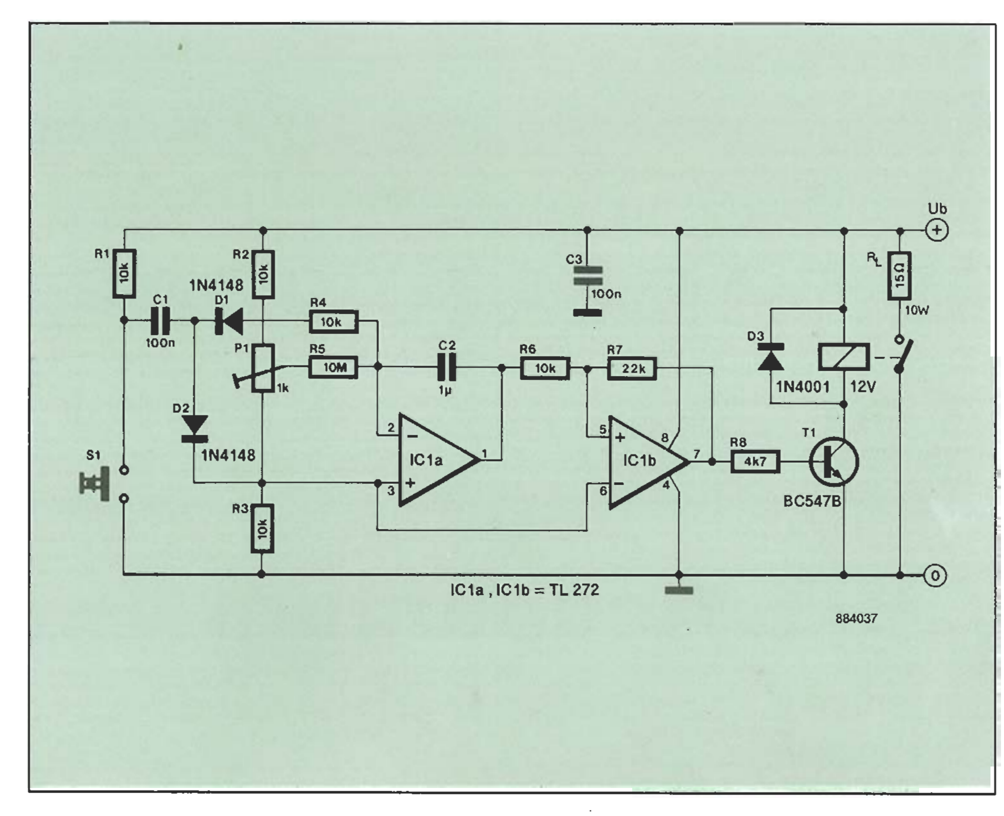
13 Descongelador de cerradura

Proponer en estas fechas veraniegas un descongelador de cerradura no es, a pesar de lo que pueda parecer, ni el montaje «loco» de este número, ni tomar el pelo a nuestros lectores. El hecho de que lo propongamos a estas alturas del año sólo tiene como motivo el dar tiempo a construirlo, probarlo, e instalarlo en el coche, antes de que sea totalmente imprescindible, llegados los fríos del invierno.

El elemento calefactor de este descongelador será fijado al mecanismo de la cerradura, y su puesta en marcha es bastante ingeniosa, como se verá más adelante.

En la mayor parte de los coches cuya cerradura está bloqueada por el hielo, la manilla de la puerta todavía se puede maniobrar.

Si es un interruptor fijado en las proximidades del mecanismo de esta manilla (en la puerta). Su contacto se cierra cada vez que se tira de la manilla. A continuación basta con una temporización que active el descongelador... tanto en verano como en invierno.



Para evitar este indeseable modo de funcionamiento, hemos sofisticado un poco más el esquema. Es necesario activar la manilla 7 veces antes de que el descongelador entre en funcionamiento. Mediante este gesgo deliberadamente repetitivo, se carga el condensador C2. El amplificador operacional IC1a está montado como integrador, en el cual C2 constituye la memoria.

Cada vez que cerramos S1, el condensador C1 se descarga. Debido a ello, la diferencia de potencial en bornas del condensador C2 aumenta ligeramente. En teoría, y en vista de la relación de capacidad C1/C2 (1/10), C2 debería estar cargado tras 10 actuaciones sobre la manilla.

El amplificador operacional IC1b está montado como trigger Schmitt, con una histéresis importante. Simplificando, y por tanto alejándonos un poco de la realidad, se puede decir que el trigger Schmitt es un montaje con una entrada que tiene dos umbrales de conmutación (uno de subida y otro de bajada), y una salida todo/nada. La diferencia de tensión entre los dos umbrales es la histéresis del circuito.

Mientras que la señal de entrada no alcance el valor de conmutación alto, la salida permanece a nivel bajo. Si cerramos el interruptor S1 unas siete veces, de forma rápida, la tensión de entrada alcanza el umbral alto, y la salida bascula a nivel alto. El condensador se descarga progresivamente a través de la resistencia R5 y del potenciómetro P1. Al cabo de un cierto tiempo, regulable mediante P1 (entre 1 y 2 minutos), la tensión alcanza el umbral bajo. En este momento, la salida del trigger pasa a nivel bajo.

A continuación del trigger Schmitt está colocada una etapa de potencia y un relé cuyo contacto cierra el circuito del elemento calefactor. Cuando la salida del trigger está a nivel alto, el transistor recibe la corriente que le hace conducir, el relé se cierra y el descongelador se pone en funcionamiento.

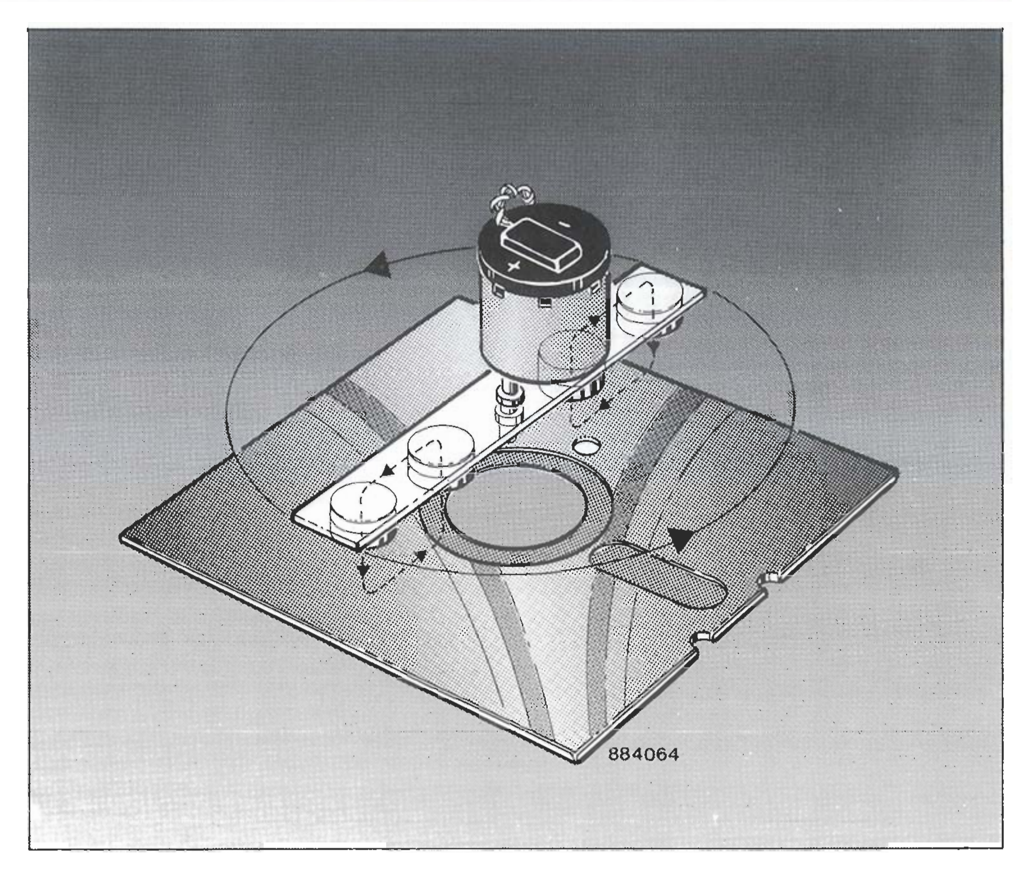
En reposo, el consumo del circuito es inferior a 1 mA. Por ello, puede permanecer permanentemente conectado sin causar problemas en la batería del vehículo. El elemento calefactor consiste en dos resistencias de 5 W que serán fijadas en la cerradura por medio de una banda metálica. Durante las pruebas, verifique que la temperatura no alcance valores tales que pueda dañar la pintura de la puerta. Si es necesario, regule P1 a un valor inferior. Resulta prudente cerrar el circuito en una pequeña caja de plástico, ya que no hay que excluir que el agua se infiltre en la puerta al escurrir a lo largo del cristal.

14 Antivirus

Los virus han sembrado un pánico «contagioso» en un campo donde no se les esperaba quizá para nada como es la informática.

Algunos pensarán que tal vez no sea tan extraño, ya que en la «microinformática» hay algo que recuerda al «microbio». Se trata normalmente de pequeños organismos, léase programas, que castigan cruelmente incluso los discos más duros, produciendo pérdida de memoria, dolores de cabeza, subida de la tensión, desesperación, falta de apetito, así como un sin fin de efectos secundarios.

Cuando un ordenador resulta contaminado por el Síndrome Informático Duramente Adquirido, resulta ya demasiado tarde, puesto que el virus ya se encuentra sobre el disco duro; es necesario detectarlo antes e impedir que se introduzca en la máquina. Las medidas de prevención son sencillas: no utilizar copias piratas de programas, tener cuidado con el intercambio de discos, formatear los discos antes de copiar información sobre ellos, y someter sistemáticamente a los nuevos discos a una prueba intensiva. En sistemas con disketes, utilice un único disco de sistema para arrancar el ordenador, con la protección de escritura colocada en el mismo.



Tras haber observado que los viro-bits estaban caracterizados por una gran inestabilidad, e inspirándonos en el fenómeno natural que es la fiebre, empleada por el organismo humano para combatir las agresiones externas, realizamos en el laboratorio de Elektor un dispositivo experimental que creíamos sería capaz de detectar y destruir los bits sospechosos. Los ensayos comenzaron con el empleo de un horno de micro-ondas. Desgraciadamente, y debido según parece al efecto de radiación, hubo que renunciar rápidamente a este camino tan radical y proceder con mayor finura. El siguiente método se basó en el efecto de extracción por centrifugación. Dos imanes en herradura, o 4 imanes cilíndricos (del tamaño de una moneda) se colocan sobre una chapa rectangular montada solidariamente con el eje de un pequeño motor dotado de caja de reducción. La velocidad óptima de extracción para los virus conocidos hoy día parece ser de 1,5 Hz. Si se dispone de un giradiscos de 78 rpm no dude en utilizarlo.

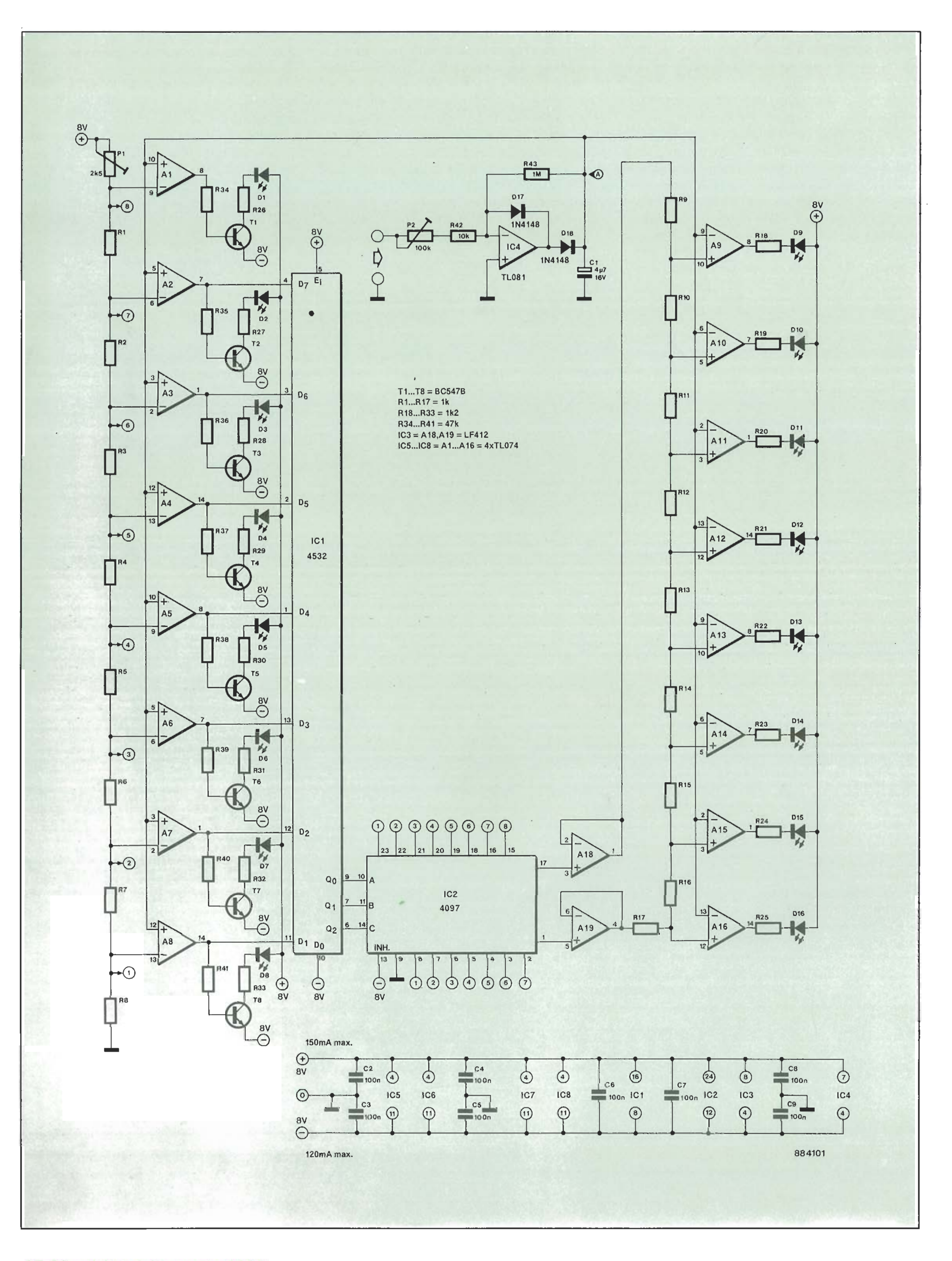
El tratamiento no es tan sencillo como parece a primera vista. Si la intensidad del campo aplicado resulta insuficiente, o la velocidad de rotación inadecuada, los viro-bits tienden a acumularse en la funda. Controle atentamente ambos parámetros para evitar la recaída. Una vez que el disco ha sido sometido a la acción del campo magnético rotativo convendrá hacer rápidamente una copia de seguridad del mismo, antes de que los virus hayan tenido tiempo de recuperarse. Una vez realizada la copia el disco contaminado será destruido, preferentemente por incineración.

Los amantes de la sofisticación, podrán sustituir los imanes por electroimanes, en los cuales será posible modular la intensidad del campo magnético mediante un programa adecuado de DAO (Desinfección Asistida por Ordenador). Por último, pero no menos importante, compruebe que los programas de desifección y vacuna estén adecuadamente esterilizados (es decir, que no estén ellos mismos contaminados).

15 Vúmetro autocalibrado

Como su propio título indica, la característica más notable de este vúmetro es su capacidad de adaptarse por sí mismo a la amplitud de la señal de entrada. El medidor es capaz de señalizar 64 niveles diferentes sobre una escala que consta de 16 leds. A esto hay que añadir que la resolución se mantiene constante de un extremo a otro de la escala.

La señal de entrada es amplificada por A17, cuya ganancia está comprendida entre 10 y 100 según la posición de P2, y posteriormente rectificada por D18 y C1. La tensión en bornas de este condensador es pues el valor de pico, amplificado,


T1...T8 = BC547B
R1...R17 = 1k
R18...R33 = 1k2
R34...R41 = 47k
IC3 = A18,A19 = LF412
IC5...IC8 = A1...A16 = 4xTL074
IC1
4532
IC2
4097
IC4
TL081
150mA max.
120mA max.
884101

de la señal de entrada. Esta tensión continua se aplica a continuación a la entrada no inversora de 16 comparadores, A1 a A16. Los 8 primeros, A1...A8, reciben cada uno su tensión de referencia propia del divisor de tensión P1/R1...R8; su salida controla no solo uno de los led D1...D8 sino que ataca también a la entrada del codificador prioritario de 8 bits IC1 (4532). Este convierte la información presente en las entradas D0...D7 en un código binario de 3 bits sobre la salida Q0...Q2. Este código controla a su vez un doble multiplexor de 8 canales. Como se observa, las dos filas de entrada del multiplexor están conectadas a las tensiones de referencia de los 8 comparadores de entrada, sin embargo con un desplazamiento de una mitad del multiplexor con relación a la otra.

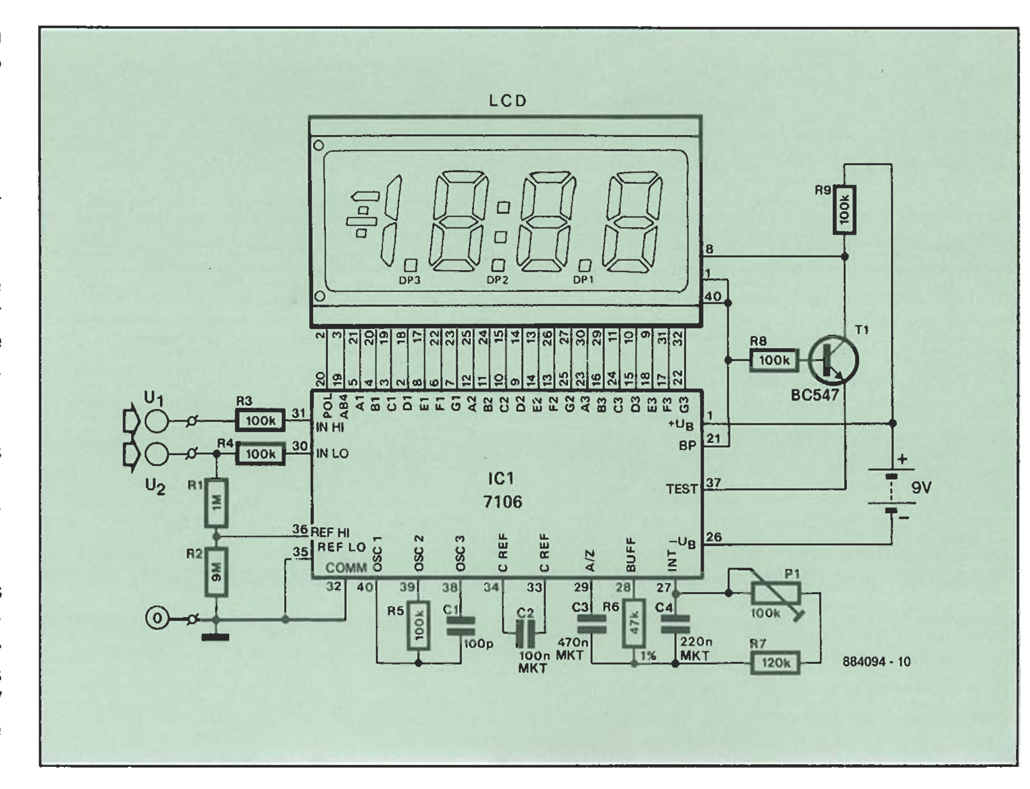
El salto entre las tensiones de referencia de los comparadores A9...A16 equivale a un octavo del salto entre las tensiones de referencia de A1...A8. Los amplificadores A18 y A19, montados como seguidores, aislan la salida del doble multiplexor; se ha escogido el LF412 debido a su bajo nivel de tensión de offset.

Según la intensidad de la señal de entrada, uno de los led D1...D8 se ilumina; una segunda escala de led (D9...D16) representa la división en octavos de la escala total indicada por el led D1...D8. La ventaja de este método es que la resolución de la visualización es por así decirlo independiente del nivel de la señal de entrada. Incluso resulta satisfactoria con señales de baja amplitud.

16 Medidor logarítmico

Cuando se monta según el esquema adjunto, el conocido circuito integrado ICL7107 permite la lectura directa del logaritmo de la relación entre dos tensiones continuas U1 y U2. La tensión U1 debe ser superior o igual a la tensión U2. La lectura del instrumento indica el valor que se obtiene por el cálculo de: Log U2/U1.

U1 puede tener cualquier valor entre 20 mV y 2V, mientras que U2 debe estar comprendido entre el de U1 y 1/1000 de U1. Para que la indicación de la relación logarítmica sea precisa, la relación R1/R2 debe ser exactamente de 1/9. Puede resultar necesario combinar varias resistencias para obtener esta exacta relación. El ajuste es muy sencillo. Se aplica en la entrada U1 una tensión continua de 1 V, y en la entrada U2 una tensión continua de 100 mV. Se ajusta entonces el potenciómetro P1 de manera que se obtenga una visualización de «1000» (= Log 1/0,1). El consumo del circuito es de algunos miliamperios: una pila de 9 V asegura un funcionamiento perfecto y de larga duración.





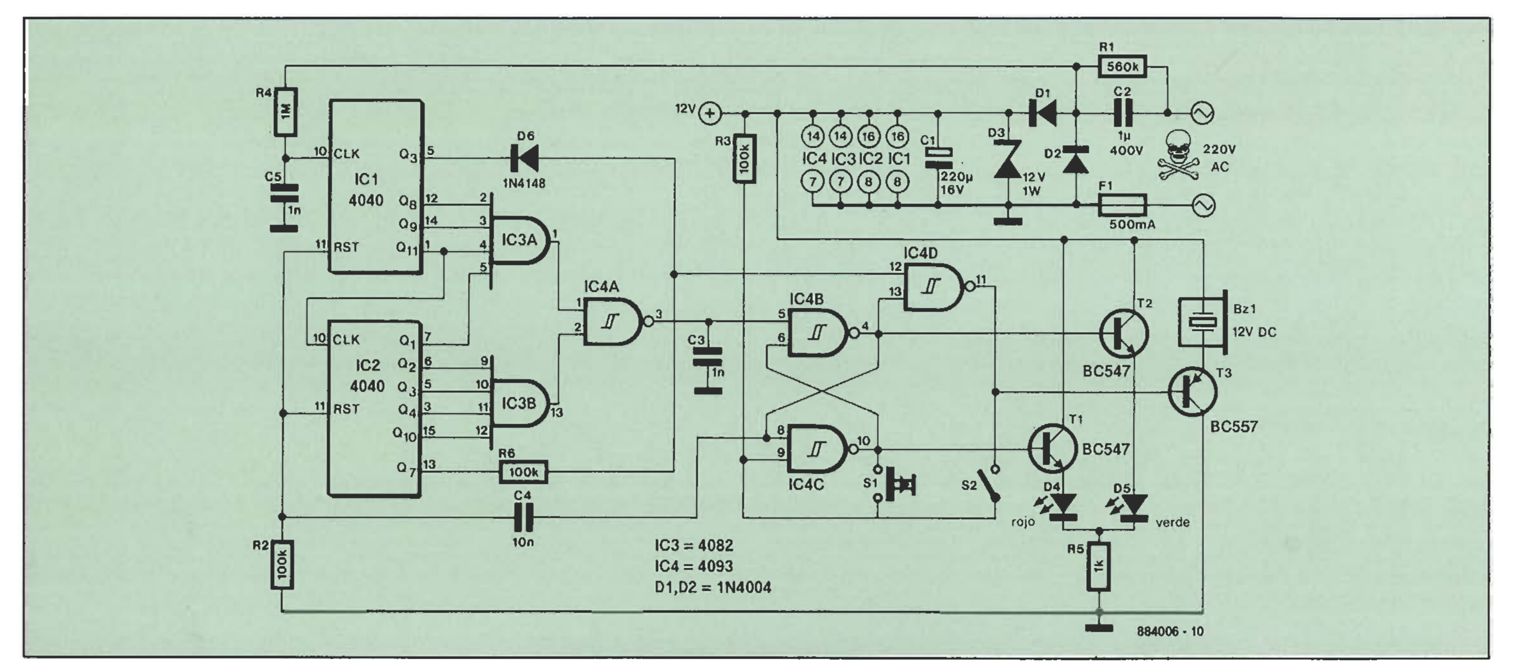
Recordatorio de toma de medicamentos

Algunas personas deben seguir una medicación diaria, en la que deben respetar de la forma más rigurosa posible la regularidad y puntualidad de las tomas. Presentamos aquí un útil circuito que sirve de recordatorio, y que puede ser realizado con componentes baratos y fáciles de localizar. El circuito consiste básicamente en un temporizador de 24 horas, una báscula y el dispositivo necesario para realizar una indicación de advertencia sonora y óptica.

El contador de 24 bits, IC1 e IC2, está secuenciado por los pulsos de 50 Hz obtenidos a partir de la tensión alterna de la red.

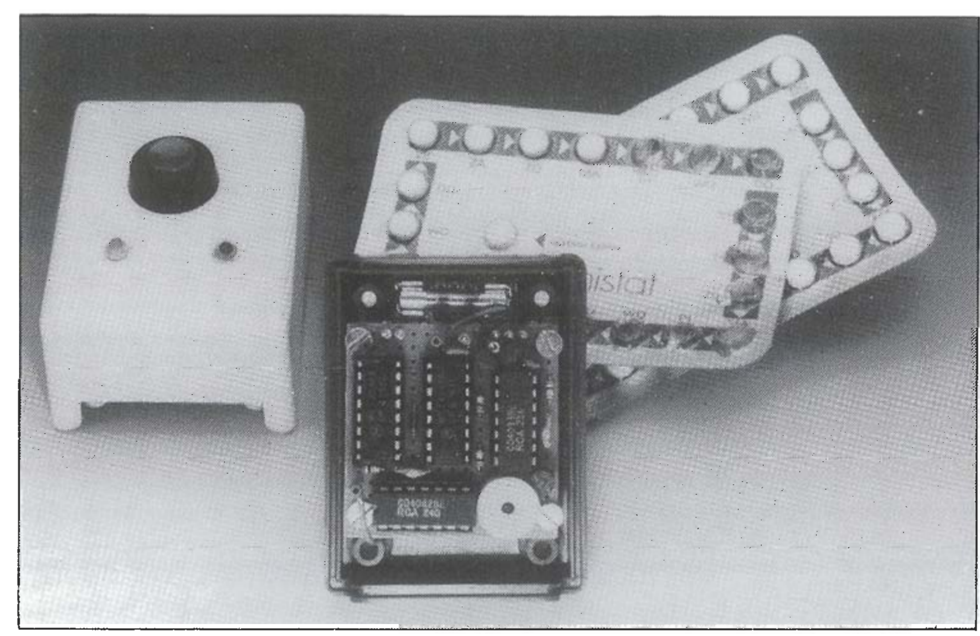
Los circuitos IC3 e IC4A detectan el número 4.320.000 en la salida de los contadores: este corresponde a un retardo de 24 horas (50 × 3600 × 24). Cuando se alcanza este número, la báscula formada por IC4B e IC4C conmuta, y el contador es puesto a cero mediante C4 y R2, de forma que comienza un nuevo ciclo de 24 horas.

Una vez que la báscula ha conmutado, se enciende el led verde, para indicar que ha llegado el momento de tomar el medicamento; una vez que se ha realizado la toma, hay que pulsar S1 para un cierto tiempo (2 horas, 54 minutos y 36 segundos para ser exactos, lo que viene a ser aproximadamente unas 3 horas), la salida Q7 de IC2 pasa a nivel lógico alto. Si en este momento la báscula no ha sido puesta a cero (es decir, si no se ha tomado el medicamento), una señal sonora



emitida por Bz1 comienza a sonar (T3 controlado por IC4D). Esta señal es interrumpida por D6 a un ritmo de 3 Hz. Para inicializar el circuito, basta pulsar S1. Si se desea colocar la señal sonora fuera de servicio durante un período más o menos largo, es suficiente con cerrar S2; los leds rojo y verde continuarán encendiéndose al mismo ritmo que antes, paro la báscula será inicializada automáticamente al cabo de 2 h 54 m 36 s.

El consumo del aparato es muy bajo: 10 mA en reposo, y 25 mA cuando funciona la señal sonora; esto nos ha llevado a prescindir de transformador. El circuito se alimenta directamente de la red, de donde se extrae también la base de tiempos de 50 Hz. La estabilidad a largo plazo de la frecuencia de la red eléctrica es irreprochable, al menos para este tipo de aplicaciones. La red R4/C5 filtra las eventuales señales parásitas, mientras que C3 garantiza la inicialización de la báscula en el encendido, y por tanto la puesta a cero del temporizador. El momento de la puesta bajo tensión marca por tanto el comienzo del primer ciclo de temporización. Para el prototipo de este circuito hemos utilizado una caja totalmente de plástico. El montaje ha sido realizado en dos circuitos impresos separados, de los cuales uno contiene la alimentación de red (incluyendo el portafusibles). Sobre un trozo de placa de prototipos hemos cortado algunas pistas, a fin de obtener la distancia de seguridad de 6 mm entre las partes conductoras. El temporizador propiamente dicho se ha montado sobre otra placa. D4 y D5 pueden ser dos diodos diferentes, o se puede emplear un led bicolor. Debido al hecho de la conexión directa de este circuito a la red eléctrica, hay que respetar para S1 y S2 las normas de seguridad concernientes de aislamiento como ocurre aquí, no lleven más que bajas tensiones.



Como se habrá podido apreciar, el zumbador Bz1 no es un resonador pasivo, sino un zumbador activo (esto es, con oscilador integrado).



Control de relés desde interface Centronics

Presentamos aquí un circuito pensado para que la salida Centronics de cualquier ordenador controle en lugar de la habitual impresora un conjunto de hasta 8 relés. Para el ordenador, el circuito se comporta como si fuera la impresora, lo que permite controlar los relés a base de «imprimir» caracteres.

El circuito incorpora esencialmente 8 básculas, IC1, que memorizan el nivel lógico presente en cada una de las 8 líneas de datos, y 8 etapas de potencia, inversoras, para controlar directamente los relés, IC2. Las salidas de colector abierto de este circuito integrado son capaces de

manejar hasta 500 mA. Si la bobina de los relés se conecta entre la línea + 5 por un lado y una de las salidas de IC2 por el otro, el relé será excitado cuando el bit correspondiente dentro del octeto enviado sobre la salida Centronics está a nivel lógico alto («1»).

Las básculas FF1 y FF2 producen las señales de protocolo que harán creer al ordenador que está en comunicación con una impresora.

Cuando se envía una palabra de 8 bits sobre la salida Centronics, ésta aparece en las líneas D0...D7, y posteriormente el ordenador activa la línea /STROBE para indicar a la «impresora» que los 8 bits de datos están preparados. Esto causa el que la salida Q de FF1 se ponga a 1; la línea BUSY del interface Centronics se activa, e indica al ordenador que no puede recibir un nuevo dato. La báscula FF2 está montada como monoestable. Su salida /Q activa la entrada (desde el punto de vista del ordenador) /ACK del interface. Esta señal de reconocimiento indica al ordenador que los datos han sido recibidos, con lo que éste coloca la línea /STROBE a nivel de reposo («1»). El flanco ascendente de esta señal provoca la carga de los datos presentes en D0...D7 sobre el registro IC1.

Con el final del pulso temporizado por FF2 tiene lugar la puesta a cero de FF1: la línea BUSY vuelve a estado inactivo, lo que indica al ordenador que puede «imprimir» el siguiente carácter.

Es importante que para el ordenador todo ocurra como si se tratara de una impresora, de manera que las rutinas de comunicación con la misma y las instrucciones correspondientes sean utilizables.

Puede ocurrir, como es el caso de GWBASIC, que el control de la impresora por el ordenador envíe un CR LF al final de cada programa, sin duda para asegurar el vaciado completo del búffer de recepción. En otros casos, el 8º, D7, no se utiliza (muchos ordenadores que no disponen de código extendido para los caracteres gráficos, o los signos particulares de un determinado país) por lo que sólo se podrán controlar 7 relés. Compruebe el tipo de salida del interface antes de intentar el control de los relés.



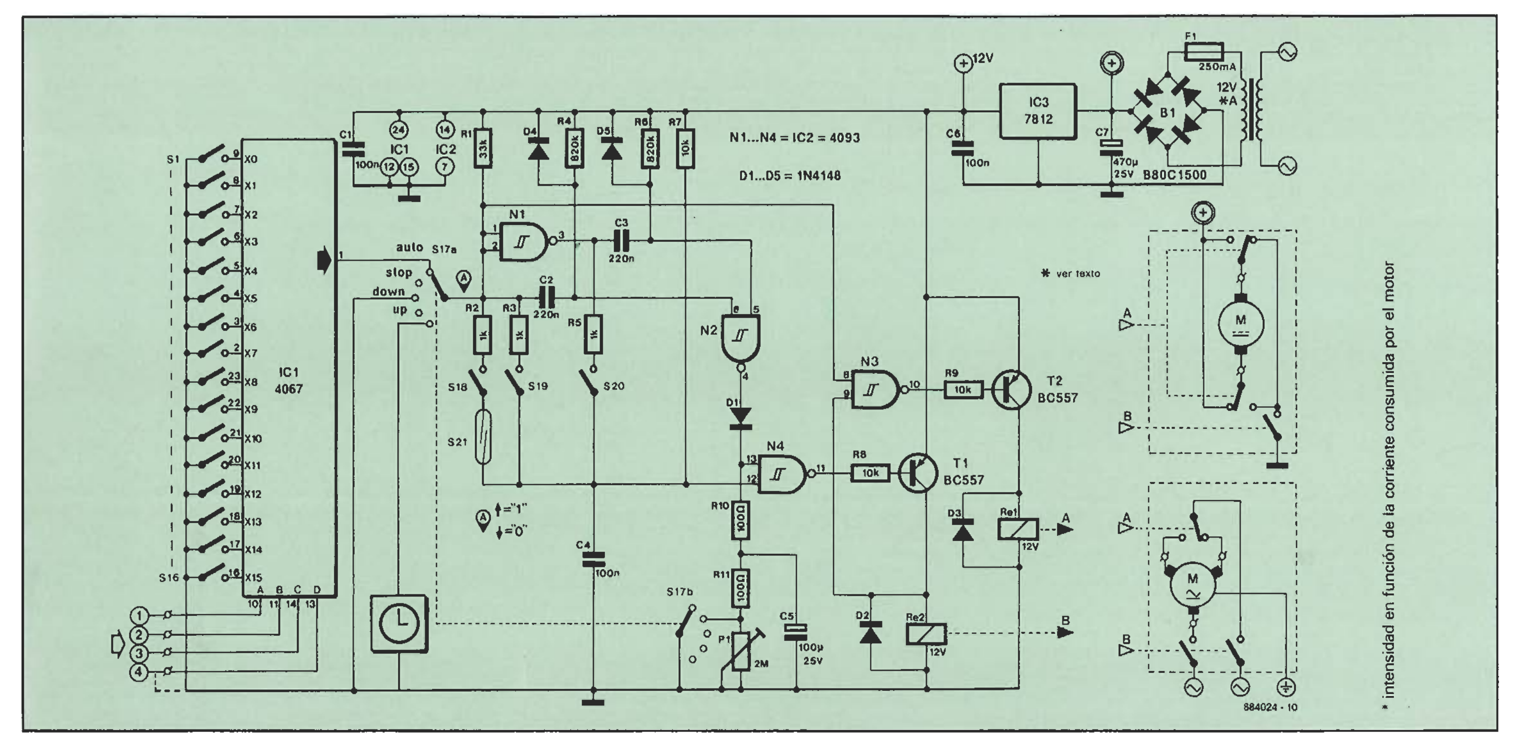
Control automático de persianas

El empleo de persianas está fuera de toda duda; no solamente contribuyen a mejorar el coeficiente de aislamiento de las habitaciones, sino que además refuerzan eficazmente los dispositivos de seguridad anti-robo, desgraciadamente cada vez menos superfluos.

No hay que dejarse impresionar por el esquema: el circuito es menos complicado de lo que parece a primera vista.

En las entradas 1, 2 y 3, en la izquierda del esquema, se pueden conectar 4 captadores de todo tipo: luz, oscuridad, lluvia, temperatura..., etc. Estos captadores son objeto de una descripción detallada en el siguiente artículo. Según el código binario aplicado por las salidas de los captadores a las entradas A, B, C y D del multiplexor IC1, éste establecerá la unión entre una de las entradas X0...X16 y la salida, patilla 1. Los interruptores S1...S16 permiten al usuario determinar a priori el nivel lógico aplicado al punto A (cuando S17 está en la posición indicada en el esquema), durante la aparición de cada una de las 16 configuraciones binarias posibles sobre las entradas. A...D.

Un cambio de 0 a 1 en el punto A (=subir persiana) se traduce en la salida de N2 por un breve impulso positivo que carga al condensador C5. El relé Re2 se excita a través de R1 y permanece así hasta que C5 sea descargado a través de R11 y P1; mediante P1 se fija el tiempo de subida o bajada de la persiana, y su ajuste será función de la altura de cada una de ellas. El relé R1 se excita también, ya que las entradas de N3 son puestas ambas a «1», lo que hace que T2 conduzca. Este



relé invierte el sentido de rotación del motor. Hay que notar que si el paso del nivel lógico en el punto A se hace de «1» a «0», el proceso es diferente, ya que esta vez la patilla 8 de N3 está a nivel alto; el relé Re1 no conduce, y la persiana baja.

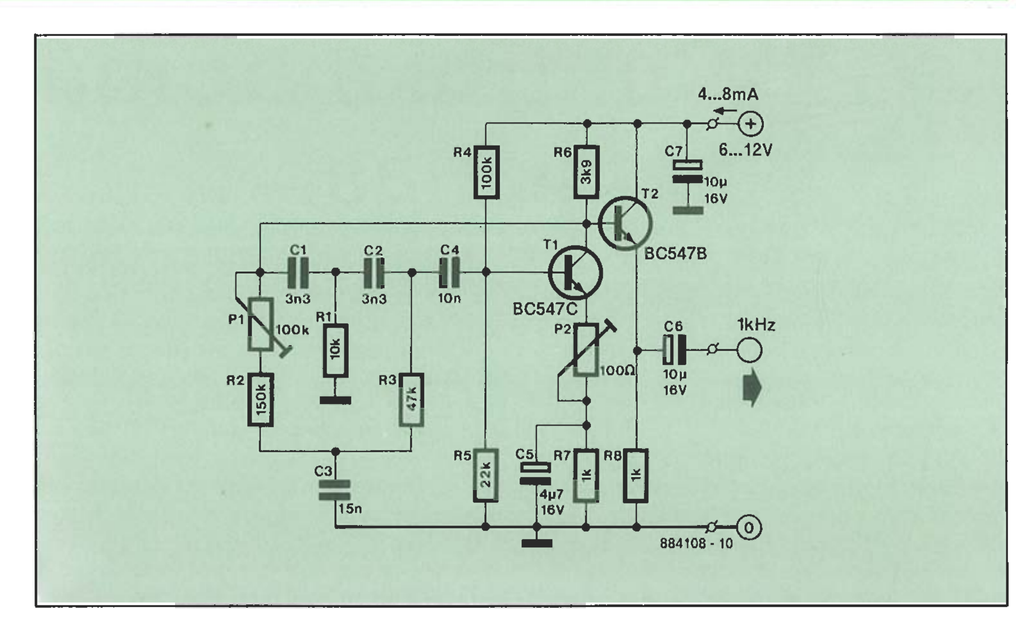
Cuando S17 se coloca en la posición STOP, el condensador C5 se descarga rápidamente a través de R11 (y del contacto S17b). Inmediatamente el transistor T1 se bloquea, y el motor se para, ya que el contacto de Re2 se abre. Los interruptores S19 y S20 son los detectores de fin de carrera cuando uno de ellos se cierra, el motor se para inmediatamente. El interruptor de tipo «reed», S21, permite interrumpir la bajada de las persianas, por ejemplo a mitad de recorrido. Basta con fijar un pequeño imán sobre la persiana de tal forma que pase cerca del contacto «reed» que se habrá colocado contra uno de los railes verticales de guía. El interruptor S18 permite dejar fuera de servicio S21 cuando no se desee que la persiana quede cerrada sólo a medias. La quinta posición del selector S17 podrá servir para controlar el circuito con ayuda de un temporizador-programador de tipo electromecánico.

Las entradas multiplexadas no empleadas (sin captador conectado) deberán ser puestas a una tensión definida, ya sea a masa, o bien a la línea de positivo. Si los motores utilizados son alimentados desde la red, como ocurre en el esquema propuesto, consulte al proveedor para obtener todas las precisiones necesarias y deseables sobre las normas de seguridad.

20 Oscilador senoidal 1 KHz

Cuando se habla de un oscilador de señal senoidal, la mayor parte de los diseñadores acuden presurosos a buscar el XR2206. Sin embargo no hay que olvidar que hubo una época en que este integrado no existía, a pesar de lo cual se realizaban osciladores senoidales «a mano», que es justo lo que proponemos en este caso.

El oscilador discreto no sólo es interesante por razones nostálgicas, sino también por sus cualidades técnicas y su carácter educativo. En el esquema adjunto, la frecuencia de salida es de 1 KHz, su distorsión puede ser ajustada a menos del 0,1 %, su consumo de corriente está comprendido entre 4 y 8 mA (con una tensión de alimentación de entre 6 y 12 V), y su precio es realmente insignificante. Este montaje puede servir para verificar una instalación de audio.



El esquema revela que se trata de un oscilador en doble T. Esto no tiene nada que ver con el hecho de emplear dos transistores, sino más bien con la disposición peculiar de la doble red RC en el circuito de base de T1. El transistor T2 no es más que un seguidor de emisor, que sirve para bajar la impedancia de salida. Cuando P2 está en la posición de resistencia mínima, la amplitud de la señal de salida será elevada, pero también lo será la distorsión. Llevando P2 hacia una posición de resistencia más elevada, la distorsión disminuye, hasta un punto dado a partir del cual,,, ¡el oscilador deja de oscilar! La amplitud de la señal de salida varía en consecuencia entre 1,5 V y 3 V pico a pico.

El bajo consumo del oscilador permite realizar su alimentación a partir de una pila de 9 V.

21 Cargador de baterías de plomo

Las baterías de plomo de moderna tecnología son de utilización y mantenimiento sencillo. Contrariamente a los acumuladores de NiCd, estas baterías se dejan cargar sin otra complicación que aplicar un nivel de tensión constante. La corriente de carga da una indicación fiable del estado de carga de la batería. Justo al contrario que en los acumuladores de NiCd, en los cuales sólo se puede tener una idea aproximada del estado de carga, de forma que la solución adoptada habitualmente consiste simplemente en descargar previamente el acumulador antes de proceder a su carga.

Las baterias de plomo admiten una recarga rápida a condición de limitar la corriente de carga al comienzo de la misma. Según la marca (fabricante), algunas baterías toleran una corriente de carga igual a varios décimos de la capacidad nominal (el famoso 1/10 de la capacidad nominal es un valor de referencia para la recarga de acumuladores de NiCd). Se puede así comenzar la carga de una batería de 5 A con una corriente de 1 A. La tensión de carga puede alcanzar en estos casos hasta 2,45 V por célula. A tal nivel de tensión, resulta necesario limitar la corriente de carga so pena de ver saltar esta corriente hasta 10 A si la batería está totalmente descargada.

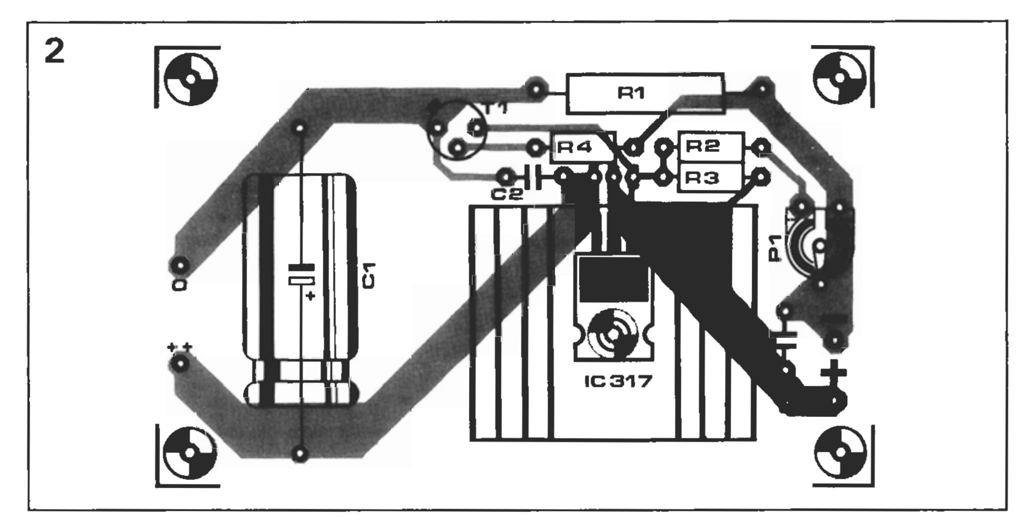
El cargador que mostramos emplea un regulador de tensión estándar, y bastante común, dotado de una limitación de carga ajustable, construida alrededor de T1, R1 y R4. Cuando la corriente que circula por R1 alcanza una intensidad importante, T1 entra en conducción, lo que provoca una caída de la tensión de salida. La tensión de salida responde a la fórmula: US = (1,2 × (P1 + P2 + R3))/ R3 en voltios.

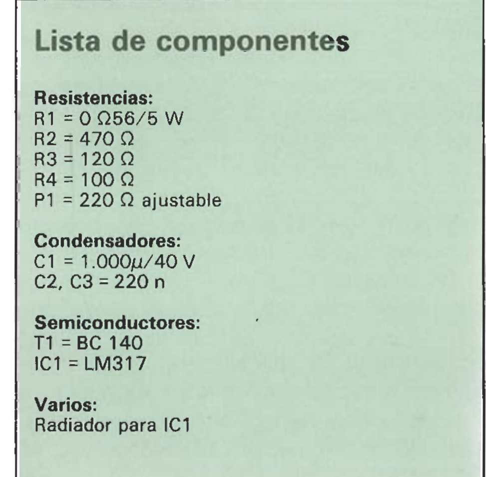
El dispositivo de limitación de corriente entra en funcionamiento cuando la intensidad de la corriente de carga alcanza un valor de 0,6/R1 amperios.

La recarga rápida de una batería de plomo de 6 V necesita una tensión de 3 × 2,45 V, es decir, 7,35 V. En este caso, la suma teórica de la pareja P1/R2 debe ser de 585 Ω. En la práctica, este valor necesitará a menudo ser reajustado. Para una batería de plomo de 12 V, la pareja P1/R2 tendrá una resistencia de alrededor de 1290 Ω. La tensión de entrada debe ser superior en al menos 3 voltios respecto al valor necesario en la salida. El LM 317 necesitará un disipador. Este tipo de regulador incorpora un dispositivo de protección térmica, de manera que si olvida dotarlo de un disipador no hay riesgo de destruirlo, pero cuando su temperatura sea excesivamente elevada no será capaz de suministrar la corriente de salida máxima.

Evidentemente, este esquema puede tener otros usos: como fuente de alimentación, por ejemplo.

Bibliografía: Lambda «Power Supply Handbook».





Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 0 Ω56/5 W
R2 = 470 Ω
R3 = 120 Ω
R4 = 100 Ω
P1 = 220 Ω ajustable

Condensadores:
C1 = 1.000μ/40 V
C2, C3 = 220 n

Semiconductores:
T1 = BC 140
IC1 = LM317

Varios:
Radiador para IC1



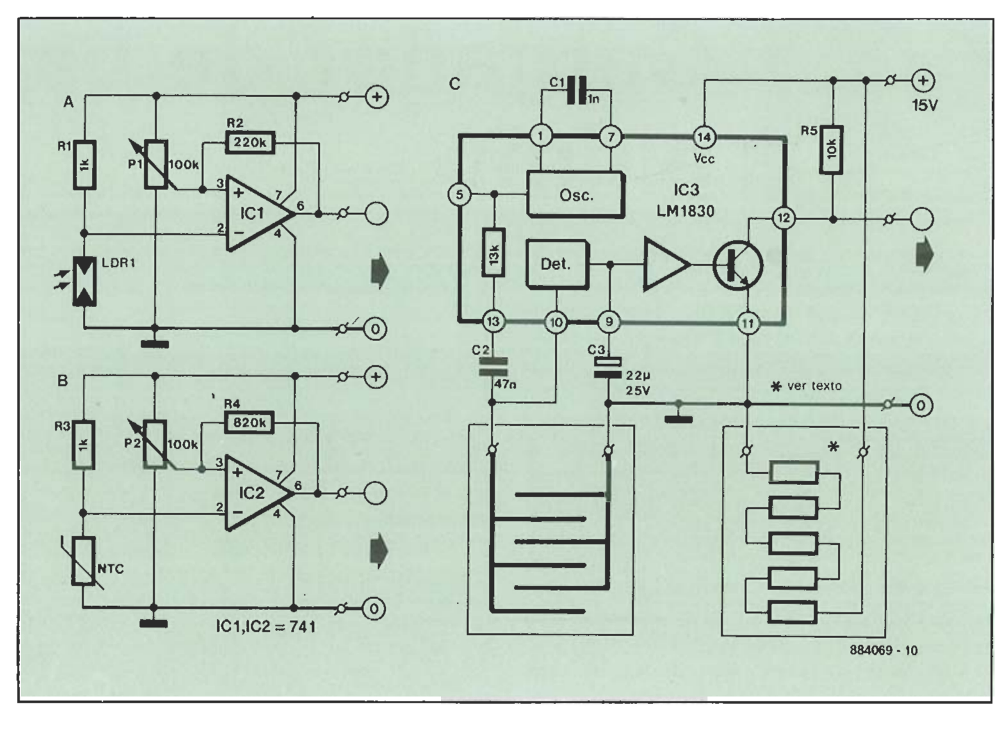
Captadores para control de persianas

El circuito de control automático de persianas descrito anteriormente, puede ser equipado con diferentes captadores. La combinación de los niveles lógicos de salida de los captadores forma una palabra de control de 4 bits que se aplica en la entrada del circuito de control. El primero de los captadores reseñados aquí detecta la luminosidad ambiente (A). Cuando la LDR queda iluminada, su resistencia disminuye. A partir de un umbral, fijado mediante P1, la salida de IC1 pasa de nivel alto a nivel bajo, y viceversa. La resistencia R2 crea una histéresis que impide que el comparador se ponga a oscilar cuando la entrada está en las inmediaciones del umbral. Si se desea limitar la sensibilidad de la foto-resistencia para que únicamente responda a la luz del sol, bastará con colocarla en el extremo de un tubo de plástico opaco de unos 10 cm, y se ennegrecerá la pared interior de dicho tubo.

El segundo captador difiere del primero en que aquí la LDR está sustituida por una NTC, resistencia de coeficiente térmico negativo. A medida que la temperatura aumenta, la resistencia de este componente disminuye. Gracias a este segundo captador, resulta pues posible controlar el cierre de las persianas no solamente en función de la luz sino también de la temperatura exterior.

Si se desea hacer ajustable la histéresis de estos dos circuitos, es suficiente con sustituir la resistencia fija de 220 KΩ por una variable de 500 KΩ.

El tercer captador, construido alrededor de un circuito LM1830 de National Semiconductor, detecta la humedad. El captador propiamente dicho podrá ser un trozo de circuito impreso en el cual se hayan grabado las pistas tal como se indica sobre el esquema. Cuando las gotas de lluvia caen sobre el captador, su resistencia establece una unión entre las pistas. La señal alterna presente en la salida de este integrado en la patilla 13 se aplica al sensor a través de C2. La entrada, patilla 10, permite al circuito integrado detectar la pérdida eventual de la señal cuando la resistencia entre las pistas del sensor y la masa disminuye. En tal caso, el transistor de salida conduce, y la patilla 12 cae a nivel bajo. Bajo el sensor se montarán algunas resistencias de 100 Ω en serie, a fin de calentar la placa y conseguir que se seque rápidamente tras la lluvia.



Recomendamos establecer una tabla con las 16 combinaciones posibles, y los movimientos adecuados de la persiana para cada una de ellas.



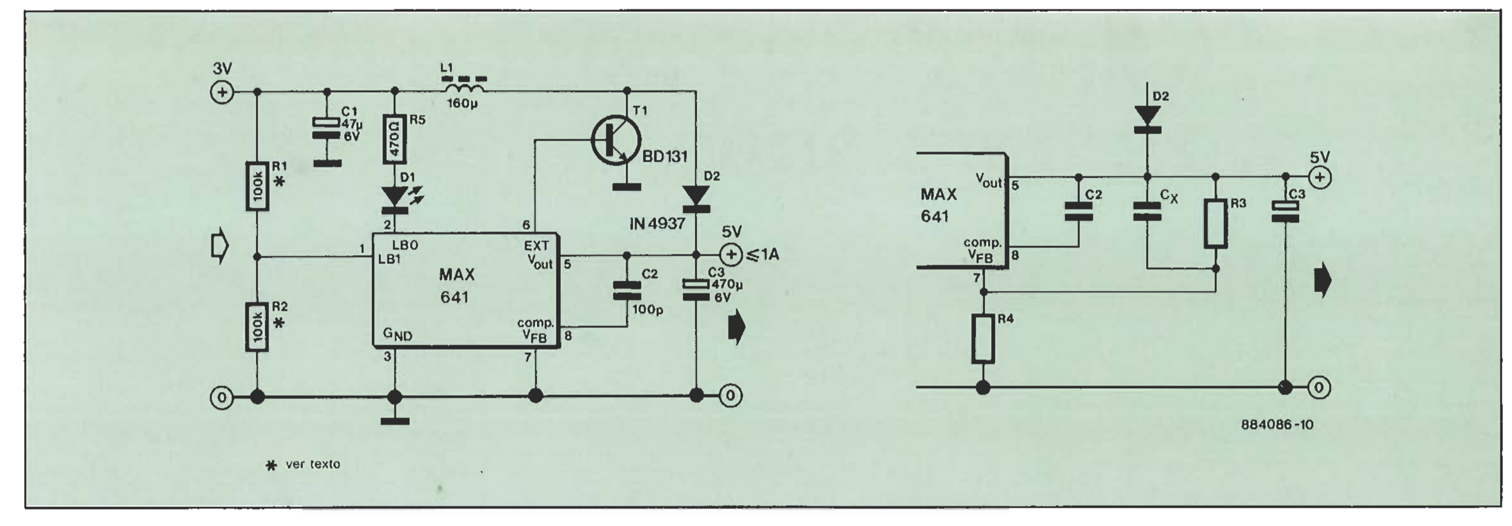
Regulador elevador de tensión conmutado

La firma Maxim Integrated Products no deja de lanzara al mercado circuitos integrados con características tan diversas como interesantes. Una de las nuevas categorías es la de reguladores conmutados que permiten la realización de convertidores cc-> cc con un mínimo de esfuerzo y de componentes. Un circuito de 8 patillas, en el cual están incorporados una fuente de tensión de referencia (tipo «band-gap»), un oscilador, un comparador de tensión, un diodo de recuperación, y un MOSFET canal N de media potencia, sin olvidar un circuito de detección de tensión de alimentación baja (LB = «Low Battery»), se encarga él solo del control y la estabilización de la tensión.

El MAX 641 uno de los circuitos integrados de esta serie, resulta particularmente interesante para la realización de la alimentación de 5 V de un ordenador. En esta aplicación, la corriente de salida del regulador elevador está amplificada por un transistor bipolar de potencia externo, T1. El detector LB compara la tensión presente en la entrada LB1 con la tensión de referencia interna (+ 1,31 V). La salida LBO pasa a nivel bajo cuando la tensión aplicada a la patilla 1 cae por debajo de 1,31 V. El nivel de la tensión de umbral para pila todavía utilizable, Ulb, está definido por el divisor de tensión R1/R2, y responde a la siguiente fórmula:

Ulb = 1,31 (R1/R2+1) [V].

R2 tiene un valor típico de 100 KΩ. En el circuito, el led D1 colocado en la línea de salida LBO se ilumina cuando la tensión de entrada cae por debajo de 2,62 V. Es posible hacer que la salida sea ajustable, conectando la entrada Vfb a un divisor de tensión R3/R4, como se ve en la segunda parte del esquema, en lugar de conectarla directamente a masa. La tensión de salida, Vout, en este caso es igual a:



Vout = 1,31 (R3/R4+1) [V].

De nuevo el valor típico de R4 es de 100 KΩ, y Cx es un condensador de 100 pF. No olvide respetar la tensión de trabajo del condensador de salida C3.

El circuito puede proporcionar una corriente máxima de salida de 1 A. La tensión de entrada no debe ser superior a 5 V; el rendimiento máximo del convertidor es de aproximadamente el 80%.

Algunas precisiones respecto a ciertos componentes específicos: el valor mínimo del L1, Lmin, se calcula con ayuda de la fórmula siguiente:

Lmin = Vin (2 × FO × Imax).

Imax es función de la máxima corriente admisible por la bobina y las características del transistor externo de potencia. El factor FO es la frecuencia de oscilación del convertidor, 45 KHz. Se puede aumentar la potencia de salida aumentando la tensión de entrada o disminuyendo el valor de la bobina. Un aumento de potencia conlleva un crecimiento más rápido de la corriente, y por tanto una corriente de pico mayor al final de cada ciclo de conversión. La potencia de salida disponible aumenta debido a que es proporcional al cuadrado de la corriente máxima que circula por la bobina. El cálculo del valor máximo de la bobina L1 resulta en sí bastante complejo; por lo que sale del ámbito de este artículo de presentación del MAX 641. Resumiendo, la bobina debe ser capaz de soportar las corrientes de pico, al mismo tiempo que presente una resistencia serie y unas pérdidas del núcleo aceptables; en el caso presente, la bobina debe soportar una intensidad de 2,5 A como mínimo.

Hay que ser consciente de la presencia, en la salida del convertidor, de una señal de rizado residual de amplitud relativamente importante. Esta tensión de rizado residual, que incorpora componentes de alta frecuencia (45 KHz) y de bajas frecuencias, resulta imposible eliminar totalmente.

El diodo D2 debe ser de tipo Schottky rápido. Además del diodo indicado en el esquema, se puede emplear el tipo 1N5817 (1A), el 1N5821 (3A) o el BYV27 (2A). Se evitará el empleo de diodos de uso general de la serie 1N400X debido a su pobre característica de recuperación, que se paga por un nivel de pérdidas prohibitivo y un rendimiento catastrófico.

Bibliografía: Fixed Output 10 W CMOS StepUp Switching Regulator; Maxim Integrated Products.

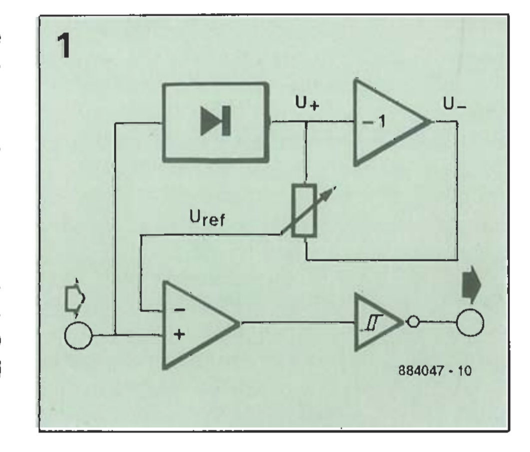


24 Preamplificador de disparo independiente del nivel

El preamplificador de disparo de banda ancha independiente del nivel propuesto en este artículo elimina la necesidad de reajustar continuamente el nivel de disparo de un osciloscopio o de un frecuencímetro cada vez que cambia la amplitud de la señal de entrada.

El estudio del diagrama de bloques de la figura 1 nos muestra que los pulsos de disparo son suministrados por un comparador rápido que compara la amplitud instantánea de la señal de entrada con la de una tensión de referencia derivada de la diferencia, tras rectificación, entre la amplitud pico a pico de los semiciclos positivos y negativos de la señal de entrada. El circuito indicado es lo suficientemente rápido para tratar señales de entrada que presentan una frecuencia de hasta 100 MHz, siendo en este caso su sensibilidad de 100 mVpp.

Veamos detalladamente el esquema propuesto en la figura 2. La señal de entrada es tratada primeramente por un preamplificador de banda ancha centrado sobre un MOSFET UHF de doble puerta, T1, polarizado con una fuente de corriente constante, T2. Los ajustables P1 y P2 definen el potencial presente en la fuente, S, de T1 y constituyen así los órganos de control para la cadena de amplificadores operacionales acoplados en continua, IC1...IC3, que realizan el ajuste fino y grueso de la compensación de offset. El rectificador de señal y el amplificador de la tensión continua están constituidos por D1, D2, R4 y C7, por una parte, y por IC2 por otra. Los amplificadores operacionales acoplados en continua IC3 e IC4 aumentan la señal relativamente débil antes de compararla con la señal de medida amplificada en el amplificador operacional IC5. La puerta inversora trigger Schmitt IC6 escuadra la señal de disparo antes de que sea aplicada al correspondiente instrumento de medida. El potenciómetro P4 permite determinar la sensibilidad del umbral de disparo.



La bobina L1 incorpora 4 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm de sección

2

bobinadas sobre una perla de ferrita. Si se tiene problema en encontrar el BF981 se podrá sustituir por el BF991 o el BF966; cualquiera de los tres modelos puede servir para este esquema. En la construcción de este circuito no hay que olvidar las frecuencias relativamente elevadas que pueden ser gestionadas. Por ello resulta recomendable utilizar zonas de cobre como plano de masa, sobre el cual se colocará el circuito, de forma similar a los montajes de RF. Para garantizar un funcionamiento correcto del ciucuito es indispensable vigilar que las conexiones sean lo más cortas posibles, así como colocar un blindaje adecuado y disponer de un desacoplo eficaz de la tensión de alimentación en varios puntos del circuito.

La sensibilidad oṕtima se obtiene mediante la regulación de los ajustables P1, P2 y P3 hasta obtener la mínima tensión de offset en la salida de IC3. Estos ajustes se realizan después de haber dejado encendido el aparato el tiempo necesario para que adquiera su temperatura de funcionamiento (algunos minutos), y procediendo a cortocircuitar momentáneamente la entada del preamplificador.

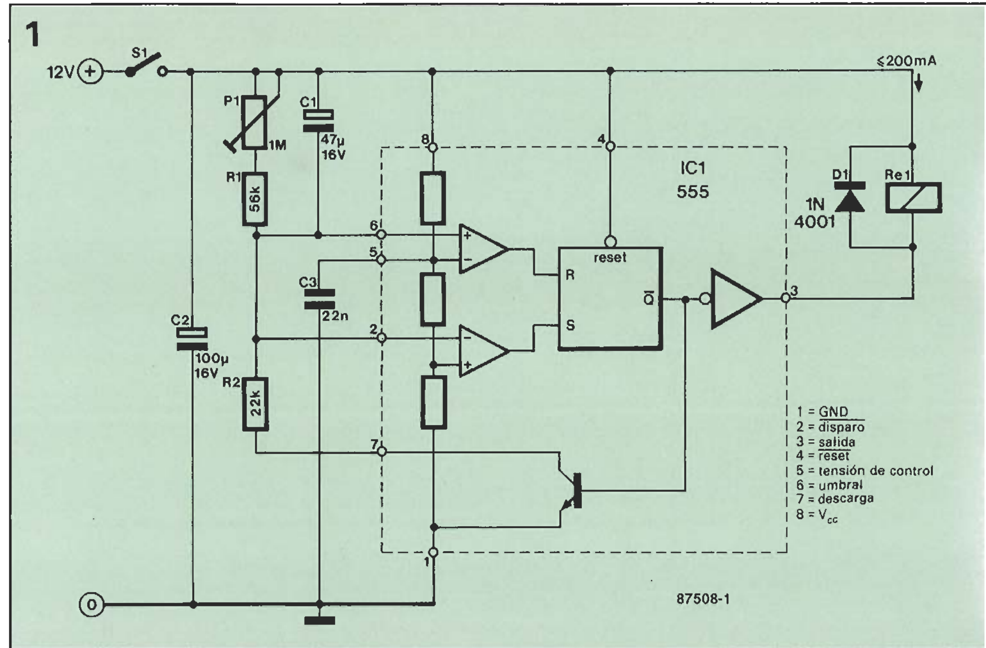


Limpiaparabrisas con arranque rápido

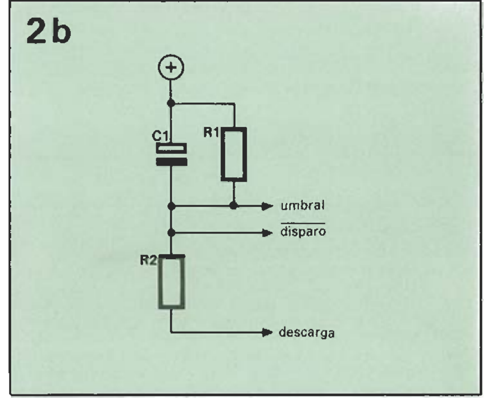
En su forma más simple, un temporizador para limpiaparabrisas no es, a menudo, más que un multivibrador biestable cuya duración de parada es función de un potenciómetro. Muy habitualmente, este tipo de esquemas incorpora un 555 (temporizador cuya presentación a estas alturas consideramos innecesaria) montado según el esquema estándar de aplicación propuesto por el fabricante. Una vez montado de esta manera, el circuito cumple perfectamente su misión; sin embargo se presenta una característica bastante criticable: tras su activación, hace falta esperar una duración igual a 1,66 la duración del intervalo adoptado antes de que tenga lugar el primer barrido del limpiaparabrisas. Cuando este intervalo es relativamente largo (algunas decenas de segundos) este retardo de respuesta puede tener consecuencias deplorables. Una modificación extremadamente simple del circuito estándar de aplicación permite suprimir este inconveniente.

Para facilitar la comprensión del modo de funcionamiento del circuito, se ha mostrado en la figura 1 la estructura interna del 555. Al dar tensión al circuito, la patilla 6 del integrado es llevada hacia los + 12 V por medio de C1, que todavía no ha tenido tiempo de cargarse (Ver también la figura 2b). La báscula interna del 555. La báscula interna del 555 se pone a cero (reset), de manera que su salida pasa a nivel bajo, lo que produce la activación del relé. Aquí estriba la diferencia con la configuración estándar (figura 2a), en la cual el condensador C1 está unido a masa, de manera que la activación del relé no se produce más que una vez que la tensión sobre C1 ha alcanzado 2/3 de la tensión de alimentación.

Tras la activación de la salida, patilla 3, C1 se carga a través de R2 y del transistor interno del 555 (cuyo colector está en-



2a
R1
descarga
R2
umbral
disparo
C1



ganchado a la patilla 7). Cuando la tensión en la patilla 2 llega a 1/3 de la tensión de alimentación, la báscula vuelve a ponerse a cero; el relé se desactiva, el transistor de descarga deja de conducir, y C1 se descarga de nuevo a través de la línea R1/P1. La duración de la descarga, y por tanto la del intervalo que separa dos barridos del limpiaparabrisas, está determinada por la posición de P1. Como la carga de C1 no tiene lugar únicamente a través de R2, sino que también afecta la red R1/P1, los valores mostrados en el esquema están calculados de manera que con el potenciómetro P1 a su valor mínimo (cerrado, esto es, resistencia cero) el relé permanece activado continuamente, lo que da como efecto el que el limpia se mantenga en funcionamiento permanente.

El circuito toma su alimentación directamente de la batería del vehículo. Su consumo, excluyendo el del relé, es despreciable. Se adoptará un relé de 12 V cuya bobina no consuma más de 200 mA. La conexión de este montaje a los correspondientes cotactos del vehículo está en función del esquema eléctrico del mismo, por lo que no podemos indicar una receta universal para su implantación.



Alimentación de 50 V para prueba de componentes

Para verificar los diodos zéner, la tensión de ruptura base emisor, los diacs y otros componentes de este tipo, hace falta disponer de una tensión relativamente elevada. Las alimentaciones de laboratorio no resultan adecuadas para ello, ya que su máxima tensión no sobrepasa habitualmente los 20 ó 30 V. La corriente necesaria para realizar este tipo de ensayos es bastante reducida, ya que bastan con unos 10 a 15mA.

Una alimentación de este tipo puede ser realizada por medio de dos amplificadores operacionales tipo 741C montados en «serie».

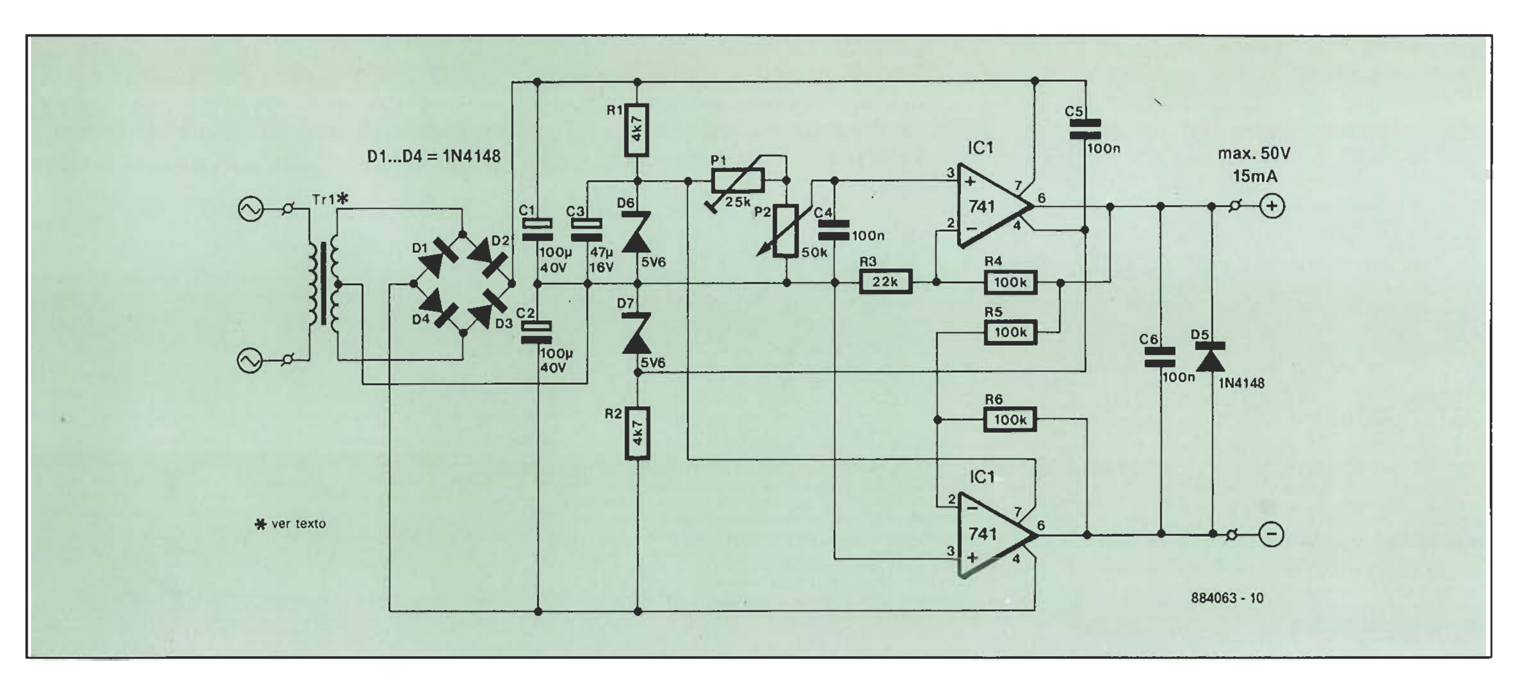
La tensión de salida así obtenida es regulable entre 0 y 50 V, y está protegida en caso de cortocircuitos.

Una tensión de unos 6 V, regulada pro P2 se aplica a la entrada no inversora de IC1. En la salida, patilla 6, se puede disponer de una tensión de hasta 25 V, con relación al punto de unión de C1/C2. Esta tensión se invierte en IC2, cuya salida entrega una tensión de −25 V. Tenemos la opción de escoger entre una tensión simétrica de ±25 V con respecto a la «masa» (Punto de unión de C1/C2) o una tensión asimétrica de 50 V entre las patillas 6 de IC1 e IC2. El potenciómetro P2 permite fijar la tensión de salida, mientras que P1 ajusta el límite máximo de la tensión de salida, mientras que P1 ajusta el límite máximo de la tensión. La intensidad máxima de corriente está limitada por el circuito interno del operacional a unos 20 mA.

Los componentes bajo prueba no corren grandes riesgos de destrucción, ya que la tensión de salida cae una vez que la corriente alcanza, o intenta superar, los 20 mA. Las salidas de IC1 e IC2 están protegidas frente a un cortocircuito de duración indefinida.

A fin de evitar los problemas relacionados por el factor de rechazo en modo común (CMRR) y por otra parte para permitir el ajuste de la tensión de salida a partir de 0 V, los diodos zéner D6 y D7 aseguran un cierto recubrimiento de las tensiones de IC1 e IC2. La tensión de referencia se toma a la salida de D6. La tensión de alimentación de IC1 está desacoplada por el condensador de 100 nF (C4). Los condensadores C2 y C3 proporcionan el suficiente desacoplo para IC2. Para el transformador de alimentación se escogerá un modelo con dos secundarios que entreguen cada uno unos 18 V, y se conectarán en serie. Estos secundarios pueden formar parte de un mismo transformador, o bien de dos transformadores diferentes, y deben poder entregar una corriente de algunas decenas de mA. En el caso de dos transformadores preste atención a no invertir la fase de los secundarios. Si entre los puntos de unión de C1/R1 y de C2/R2 existen 0 voltios es justo lo que acaba de hacer.

Antes de poner los circuitos integrados en su lugar mida la tensión de alimentación presente entre las patillas 3 y 4 de IC1 e IC2. En vacío la tensión del secun-



dario del transformador será bastante elevada. La tensión de alimentación del 741C (el modelo más corriente) no debe sobrepasar los 36 V. Existen otros modelos (741A, 741E, 741H) que son capaces de soportar hasta 44 V. Si la tensión de alimentación es demasiado elevada, pruebe un transformador con secundarios de 15 V. Por debajo de 27 de tensión rectificada y filtrada en cada rama, se corre el riesgo de no poder alcanzar los 50 V deseados, como máximo, en la salida.

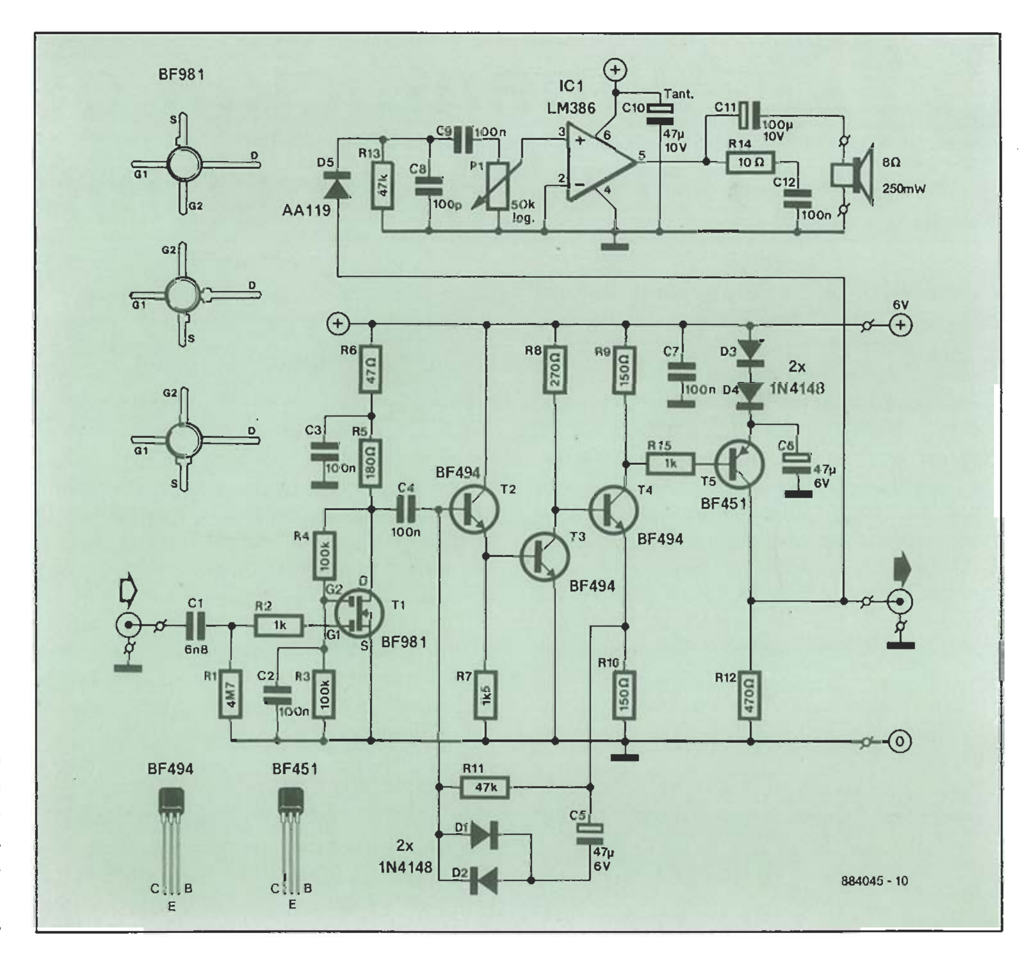


Trazador de señal RF de banda ancha

Para la búsqueda de la causa de una avería en los circuitos de amplificación RF, un trazador resulta el auxiliar perfecto. El rango de frecuencia de este trazador que presentamos se extiende desde 100 KHz hasta 30 MHz. Las señales de medida (0,5...500 mV) son detectadas, amplificadas y convertidas en audibles mediante un pequeño altavoz.

El MOSFET T1 hace la función de amplificador de impedancia de entrada muy elevada, a fin de evitar cargar la fuente de señal. Los transistores T1...T4 constituyen un amplificador logarítmico de ganancia elevada que ataca al demodulador AM formado por la pareja T5/D5. La señal así obtenida se amplifica y se hace audible por medio de IC1, un amplificador audio especializado en este tipo de misiones, tipo LM386.

La prueba de un circuito de RF se realiza simplemente por conexión a los lugares convenientes de dispositivo bajo prueba, y escucha de la señal detectada cuya amplitud relativa puede servir de indicación de las causas posibles del mal funcionamiento. El amplificador logarítmico del cual está dotado el trazado permite evitar el reajuste continuo del control de volumen P1. El instrumento de prueba es extremadamente sensible, al punto de que es capaz de generar una señal audible cuando su entrada se coloca en las



proximidades de la zona del circuito que se desea probar.

Para la realización del trazador se optará preferentemente por un pequeño tubo de plástico para cableado eléctrico doméstico, dotado de 3 conexiones: dos para la alimentación, y 1 para el altavoz. Debido a la elevada anchura de la banda pasante, durante la construcción se procurará efectuar un desacoplo de RF digno de este nombre, y limitar al mínimo necesario la longitud de las conexiones.

El consumo del trazador es de unos 100 mA, suministrados por una alimentación regulada de 6 V.



Excitador para motor paso a paso

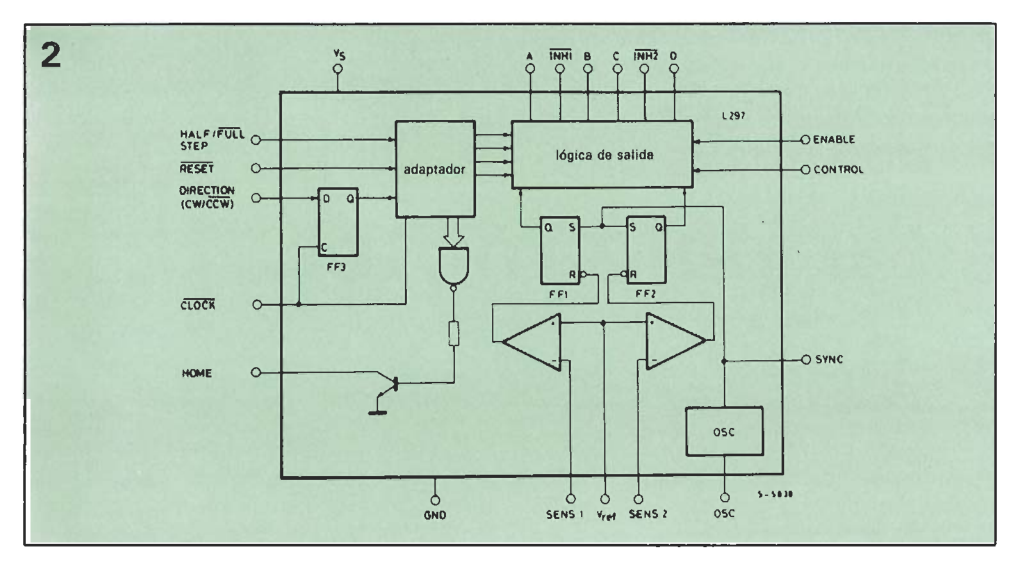
La sencillez del circuito de control para motor paso a paso presentado en este artículo no influye en absoluto en su universalidad de adaptación. El circuito incorpora un interface para ordenador convencional, un generador de reloj opcional, un dispositivo de control de motor con circuito integrado, y las etapas de salida excitadoras de control. El circuito es capaz de atacar a motores con dos estator, es decir, motores bipolares de dos fases, o unipolares de 4 fases. La corriente máxima por fase es de 2 A. El corazón de este montaje son un par de circuitos integrados especializados de SGS, el L297 y el L298. El primero resulta poco conocido por lo que indicamos su estructura interna en la figura 2. El L297 genera las señales de control para un motor de dos estator; mediante la programación en sus entradas, compatibles TTL, permite la selección del sentido de rotación y del tamaño del paso (paso completo o semipaso). Según el caso, el motor avanza o retrocede un paso, o un semipaso, en el flanco descendente de la señal aplicada a la entrada de reloj (CLK).

Cuando se mantiene la entrada de validación (Enable) a nivel lógico bajo, el motor permanece inactivo, lo que permite que su eje gire libremente. Haciendo pasar al nivel bajo la entrada de puesta a cero (R) se bloquea el motor en su posición inicial, y se enciende el led D9. El excitador de potencia L298 maneja las corrientes continuas drenadas por los bobinados de los estator.

El control en corriente da buenos resultados porque permite aplicar a los motores paso a paso una tensión más elevada de la que sería admisible en caso de control por tensión. Además, con este tipo de control, las características dinámicas del motor (frecuencia de arranque y tasa máxima de pasos) se mejoran sensiblemente.

Cuando los bobinados del estator están unidos a la tensión de alimentación, al principio de cada período, un oscilador interno posiciona una báscula biestable. Debido a la inducción del estator, la corriente de salida comienza por crecer linealmente, lo que implica la presencia de una tensión lineal en bornas de las resistencias de detección de corriente, R1 y R2. Cuando la tensión medida alcanza el valor de pico definido por el usuario me-

1



diante Vref, dos comparadores internos colocan a cero los biestables, lo que produce el corte de la corriente del estator.

Los diodos de protección provocan la extinción del campo inducido en el estator. Con la lectura de comentario anterior, se habrá comprendido que el control en corriente funciona por detección de picos. La corriente media resultante es función de diversas variables: Vref (ajustable mediante P1), la frecuencia del oscilador (ajustable mediante P2), y el valor de las resistencias de detección de corriente. La amplitud del rizado residual («ripple») presente en la corriente del estator depende de la autoinducción del mismo así como del nivel aplicado en la patilla MODE; con un nivel alto en dicha entrada, las salidas de IC2 se ponen en estado de alta impedancia durante el período de funcionamiento de los diodos de protección, que entran en conducción porque la tensión instantánea en bornas de los bobinados del estator sobrepasa ligeramente la tensión de alimentación, de forma que el campo del estator cae rápidamente.

Cuando la entrada MODE está a nivel bajo, uno de los transistores internos, montados en puente, del L298 permanece activo durante el período de conducción de los diodos, lo que tiene como efector mantener a un valor relativamente débil la tensión de freno en bornas del bobinado del estator, lo que conlleva una disminución menos importante de la fuerza del campo del estator, reduciendo así la amplitud del rizado residual (conmutación de fase, ver figura 3). Esta opción permite mantener a una intensidad suficiente la corriente de control de un motor que presente una autoinducción de estator relativamente baja.

Si se piensa emplear un sistema único de varios circuitos de control de motores, resulta indispensable proceder a una sincronización de los osciladores de los L297, proceso que resulta sencillo de realizar, ya que basta con dotar únicamente a uno de los integrados con los componentes P2, R11, y C2, y aplicar su salida SYNC a las entradas SYNC (La señal SYNC, patilla 1, es de entrada/salida) del resto de los L297.

El divisor incorporado en el esquema, IC3, está destinado a proporcionar una señal de reloj cuando la salida del ordenador desde el que se controla el circuito no puede ser programado para conmutar a la velocidad de paso necesaria. La señal de reloj del divisor es la señal SYNC del L297. El selector de velocidad, K1, permite escoger una de las siete frecuencias (velocidades de paso) posibles. Se puede colocar el dispositivo divisor de frecuencia fuera de servicio mediante la aplicación de un nivel bajo en la entrada/GATE disponible sobre el circuito impreso. La entrada CLOCK funciona en este caso como una salida, lo que permite al ordenador seguir el número de pasos efectuados. Si se aplica un reloj externo a la pla-

3

inhibit chopping, patilla 11 = baja

phase chopping, patilla 11 = alta

Corriente de excitación

Corriente de recirculación

Periodo del oscilador de chopper

Observe que la corriente en la resistencia sensora es intermitente

Corriente en resistencia sensora

Corriente de carga

Activación flip flop

Desactivación flip flop

Caída rápida

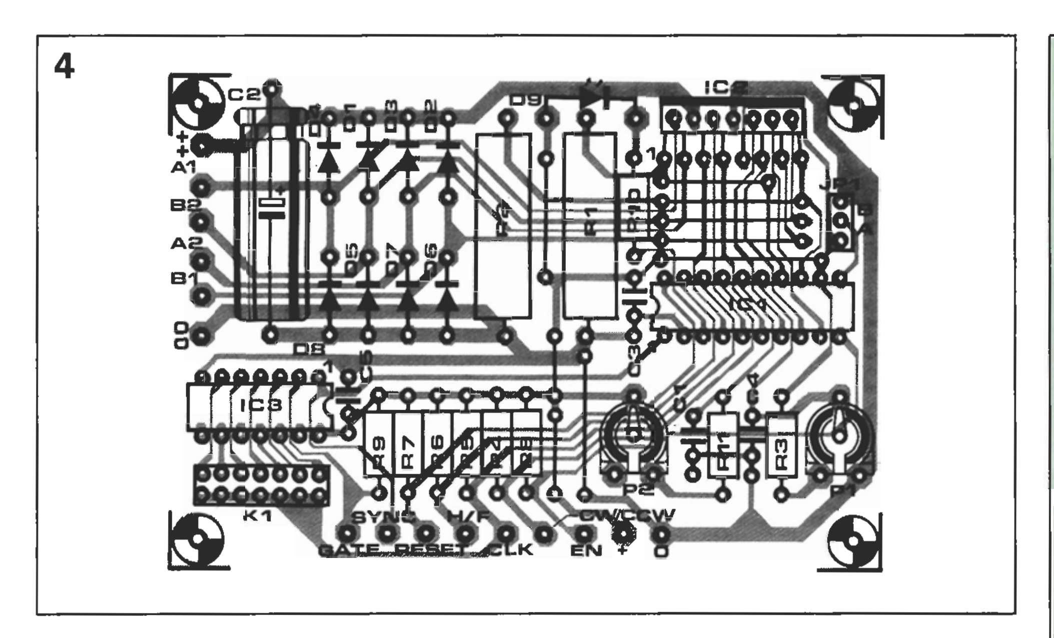
Flip flop activado por Osc.

Flip flop desactivado por el comparador

Caída lenta através de Q1 y Q3

884076 - 12

4



Lista de componentes

Resistencias:
R1, R2 = 1 Ω/4 W
R3...R9 = 22 k
R10 = 330 Ω
R11 = 15 k
P1 = 25 k ajustable
P2 = 250 k ajustable

Condensadores:
C1 = 3n3
C2 = 220μ/40 V
C3, C4, C5 = 100 n

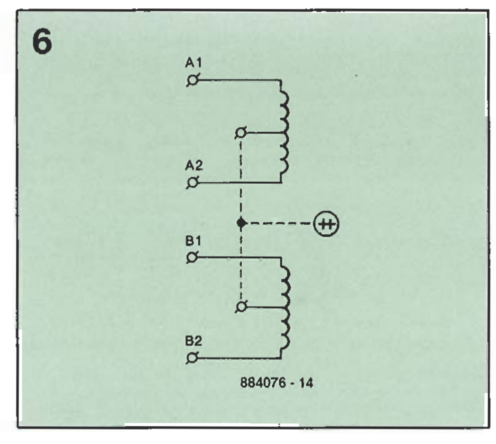
Semiconductores:
D1...D8 = BYV 27 (RTC-Philips)
D9 = LED
IC1 = L 297 (ST SGS-Thomson)
IC2 = L 298 (ST SGS-Thomson)
IC3 = 4024

Varios:
K1 = Conector macho paso 2,54 mm para C.I. de 2×7 contador con 1 puente de cortocircuito.
JP1 = 3 contactos, paso 2,54 mm con puente de cortocircuito.
Radiador para IC2 (dimensiones en función de la corriente necesaria.

5

S3 — ENABLE
S2 — H/F
CW, S1, CCW — 2x 1N4148 — GATE
CW/CCW
LOGIC GND
884076 - 13

6



ca de control se podrá simplemente eliminar IC3. No es necesario regular la tensión de alimentación de los motores 5...40 V, ya que basta con filtrarla convenientemente. La velocidad de paso aumenta cuando crece la tensión de alimentación; ésta no debe sobrepasar los 40 V.

La frecuencia de conmutación, ver figura 3, y en consecuencia la velocidad de los pasos en el caso de aplicaciones autónomas, es ajustable mediante P2. Por su parte P1 sirve para fijar la corriente del estator. Un motor que da sacudidas bruscas y ruidosas señala un comienzo de inestabilidad del control en corriente; para remediar este fenómeno se podrá ya sea reajustar la frecuencia de conmutación, o bien adoptar un nivel lógico diferente en la entrada MODE de IC1. Si estos cambios no producen ningún efecto, se reducirá la tensión de alimentación hasta que el motor trabaje en modo de control de tensión más que en control de corriente.

Resulta fácil emplear este circuito de forma autónoma: basta con conectar tres interruptores externos, según las indicaciones de la figura 5. La figura 6 muestra cómo conectar el circuito impreso a un motor unipolar. El oscilador interno de IC1 sirve únicamente para la generación de la señal de reloj necesaria en caso de una aplicación autónoma de este montaje. Si resulta necesario, se puede fijar la velocidad de paso mediante la colocación de un puente en la posición adecuada de K1 y la búsqueda de la posición conveniente de P2.

Como nota final, el integrado IC2 se ha colocado a propósito en el borde del circuito impreso, a fin de poder colocarle un radiador.

29 Atenuador por control digital

Casi invariablemente, los atenuadores con control digital están basados en una red de resistencias en escalera, destinada a simular un potenciómetro. Esta modalidad es perfectamente válida mientras que el número de pasos necesario sea pequeño. Sin embargo, cuando se desea un control más preciso, más fino, resulta excepcional que se recurra a este tipo de redes, debido al elevado número de componentes que se necesitarían. Como lo prueba el presente esquema, la solución que proponemos ofrece una resolución relativamente elevada (48 dB) al tiempo que no exige más que pocos componentes.

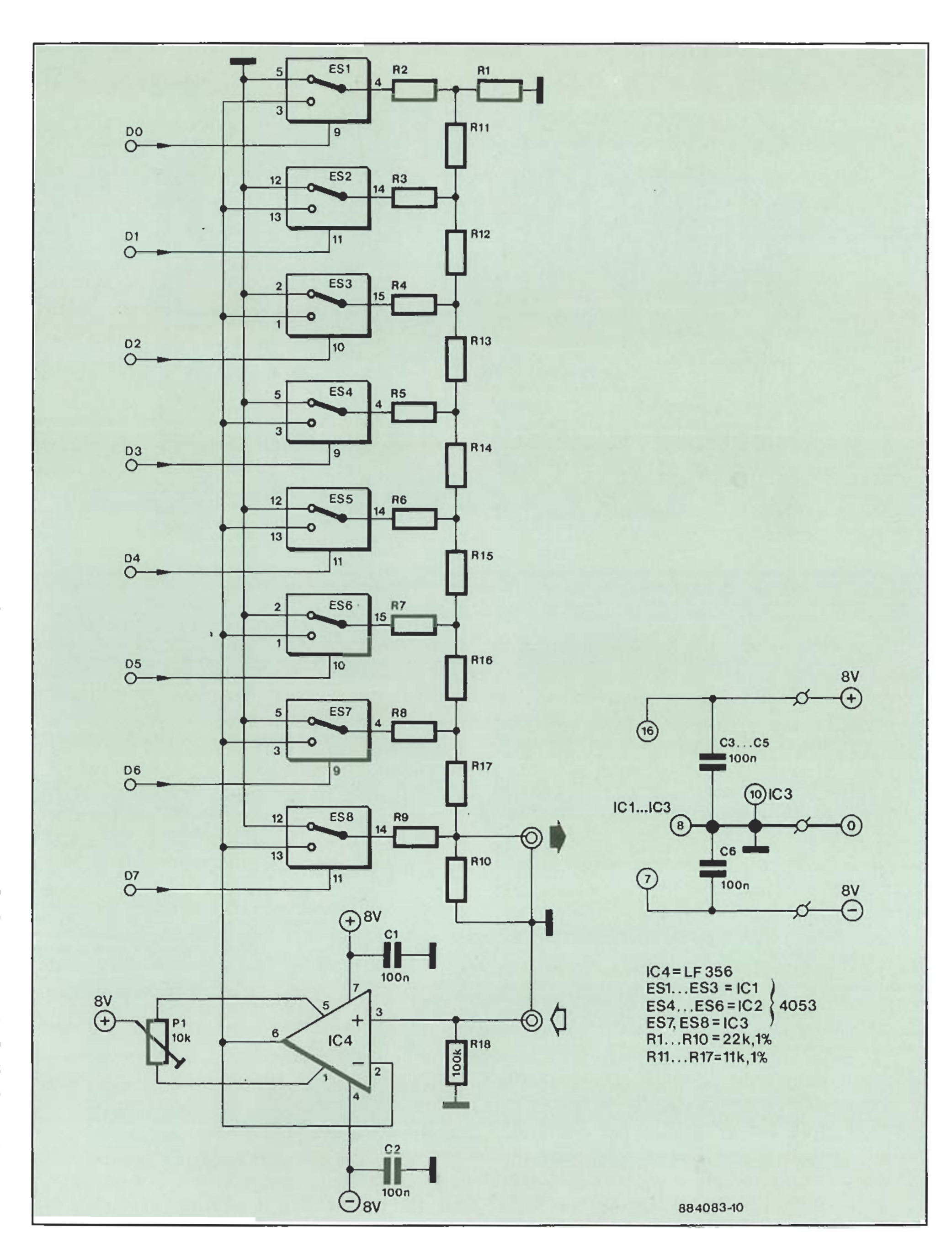
El procedimiento adoptado es similar al de los convertidores multiplicadores D/A. En un convertidor D/A de tipo R-2R convencional, la tensión de salida responde a la fórmula (Uref/384)N, en la cual N representa el número binario aplicado a las entradas. La dependencia directa de la tensión de salida en función de la varia-

ble Uref simplifica la creación de un atenuador variable sustituyendo Uref por la tensión de entrada, Uin. En estas condiciones, la salida tomará un valor igual a (Uin/384)N. La red en escalera R-2R empleada aquí comprende las resistencias R1...R17, y los interruptores electrónicos ES1...ES8 que constituyen evidentemente los elementos de conmutación. Estos funcionan de hecho como conmutadores, conectando las entradas de la red en escalera ya sea a la tensión de entrada, ya sea a masa. El seguidor IC1 presenta una impedancia constante con relación a la fuente de señal. La patilla 7 de IC1, IC2 e IC3 (Alimentación «negativa» del 4053) debe ser conectada a masa a menos que se desee aplicar señales simétricas, con respecto a masa, en cuyo caso las patillas 7 de los tres 4053 deberá ser conectada a -5 V.

El circuito es capaz de tratar señales de frecuencia inferior o igual a 400 KHz y con una amplitud que puede llegar hasta 4 Vpp.

Para señales de amplitud más reducida se deberá poder alcanzar una respuesta en frecuencia más elevada. El límite de la frecuencia superior es debido a las características del búffer de entrada, IC1, ya que los interruptores electrónicos son capaces de tratar señales de frecuencia inferior o igual a 10 MHz.

La atenuación escogida para el circuito es de -3,5 dB. La relación señal/ruido (S/N) soprepasa los 100 dB para una señal de 1 Vef. Se puede compensar la corriente de offset de la salida mediante el ajustable P1. El circuito consume unos 6 mA con una tensión de alimentación Ub de ±8 V. Una última advertencia: no es posible controlar el circuito directamente mediante lógica TTL, a menos que se coloque en cada entrada D0...D7 una resistencia de pull-up (entre la entrada y positivo) de unos 47 KΩ.



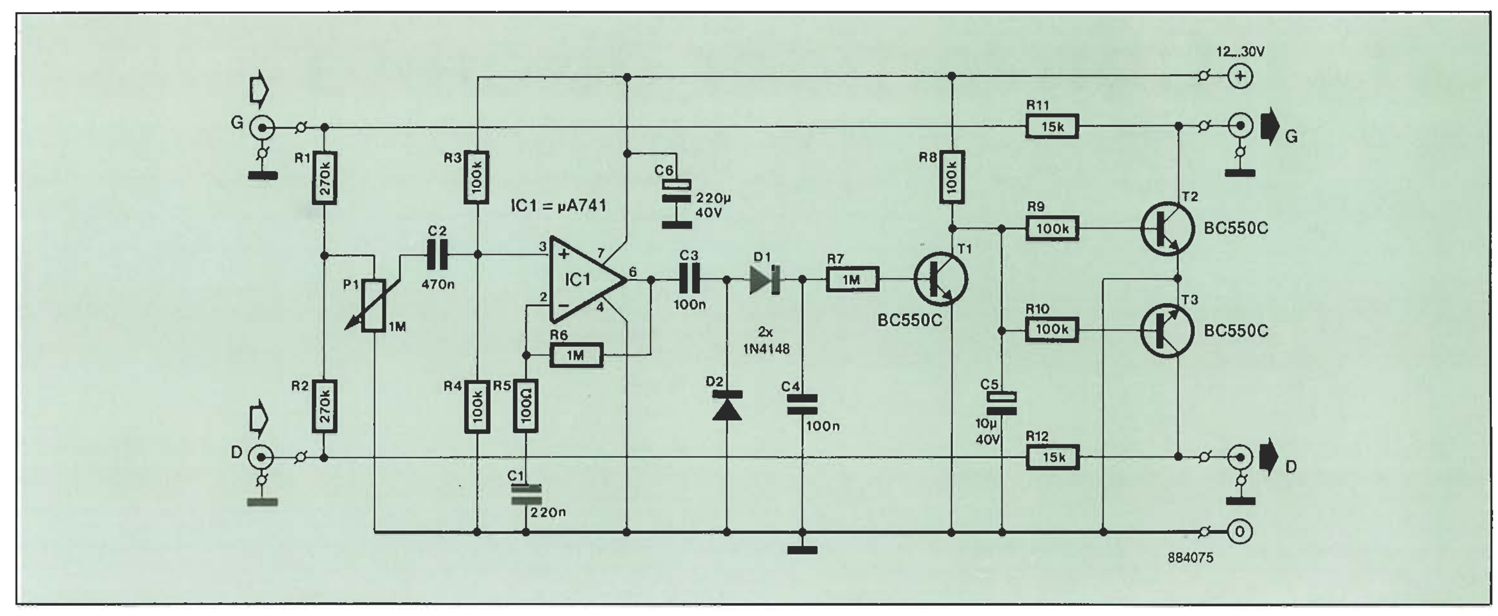
30 Supresor de ruido de fondo

Los buenos audiófilos consideran los zumbidos, chasquidos, y otros tipos de ruido «amusicales» como una molestia que les hace saltar de vez en cuando de sus sillones, y cometer una acción irreparable: mandar al cubo de la basura un disco «antiguo».

Desgraciadamente no siempre es fácil eliminar la fuente de estos parásitos. La única solución consiste en atacar el ruido lo más eficazmente, y tan cerca como sea posible de la fuente de sonido, que es justamente lo que trata de hacer este circuito. Su principio de funcionamiento es simple y eficaz: la molestia debida a los ruidos es inversamente proporcional al nivel de la señal musical. En ausencia de señal musical, el circuito procede a una sensible atenuación de la señal de salida, de unos 45 dB aproximadamente. A medida que crece la señal de entrada, disminuye la atenuación, hasta caer por fin a 0 dB (A condición de que la carga de la salida no sea demasiado importante). Este sistema permite una eliminación eficaz del ruido de fondo durante los pasajes musicales de baja amplitud.

A través de las resistencias R11 y R12, la señal de entrada llega directamente a las dos salidas. La resistencia R1 y R2 efectúan la suma de las dos señales antes de que la señal resultante sea aplicada al potenciómetro P1. IC1 está montado como amplificador no inversor; la frecuencia de corte de su característica de ganancia es función del valor de R5 y de C1. Las frecuencias situadas por encima del punto de corte no se ven sometidas a amplificación y no tienen ningún efecto sobre la supresión del ruido de fondo.

La señal amplificada es rectificada por los diodos D1 y D2; la tensión continua



así obtenida al transistor T1. Cuando T1 está al corte (bloqueado), los transistores T2 y T3 pueden cortocircuitar la señal de salida, y eliminar por tanto las señales parásitas. A medida que la conducción de T1 aumenta, disminuye la tensión de base de estos transistores, lo que hace disminuir la atenuación; el proceso de supresión de señales parásitas se reduce. El potenciómetro P1 permite ajustar la sensibilidad del circuito. Cuanto más sensible se regule más reducido es el nivel a partir del cual desaparece la atenuación. De esta manera se puede adaptar el nivel de atenuación a las diferentes fuentes de señales musicales. Este circuito es capaz de tratar señales que presenten un nivel máximo de 150 mVeff; en estas condiciones, la distorsión no llega al 0,01%. El circuito presenta un cierto tiempo de respuesta, que es del orden de un segundo con los valores de componentes indicados. Cambiando los valores de la pareja R7/C4, el usuario puede alterar el tiempo de respuesta del circuito.

El montaje consume una corriente de 2 a 3 mA, y presenta un margen de tensiones de alimentación impresionante, ya que se puede alimentar con cualquier tensión comprendida entre 12 y 30 voltios. Por último, la mejor solución para eliminar el ruido, tal como indicábamos al principio, consiste en suprimir la fuente de los mismos. Su eliminación posterior sólo es un parche.

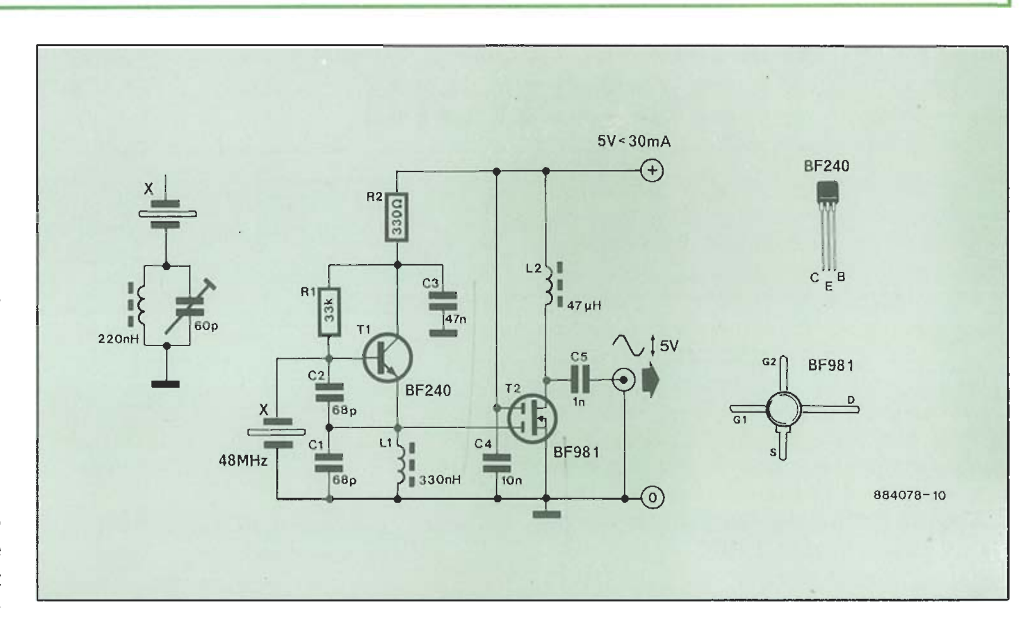


Oscilador de reloj de 48 MHz

Comparados con otros cristales de frecuencia más exóticas, su uso frecuente en los sistemas de microprocesadores ha hecho del cristal de 48 MHz un componente barato. Se trata de una frecuencia primaria extremadamente interesante; si el oscilador principal del ordenador proporciona una señal de 48 MHz con búffer, es relativamente fácil añadir un circuito divisor que permita, con el factor de división adecuado, disponer de señales de reloj síncrono de 24, 16, 12, 8, 6, y 4 MHz o icluso menos.

Esta modalidad evita la colocación de cristales y osciladores suplementarios, lo que permite importantes ahorros de material.

Empleando la técnica tradicional de puertas HC o HCT resulta relativamente delicado realizar un oscilador de 48 MHz fiable; esto explica el que hayamos adoptado un circuito realizado en tecnología discreta, a base de transistores RF. Basado en un cristal de referencia serie que oscila en su tercer armónico, este oscilador funciona impecablemente entre unos 44 y 52 MHz. Si se desea ajustar la frecuencia de oscilación de forma precisa a 48.000 KHz, o si necesita desplazar en algunos kilohercios, en un sentido u otro, a partir de la frecuencia central (por ejemplo cuando se piensa emplear el oscilador para controlar un multiplicador de frecuencia, como puede ser en las cadenas de oscilador local para aparatos de radioaficionado en 2 m, 70 ó 23 cm), se puede implantar en serie con el cristal una red LC paralelo, tal como se muestra en la parte superior izquierda del esquema.

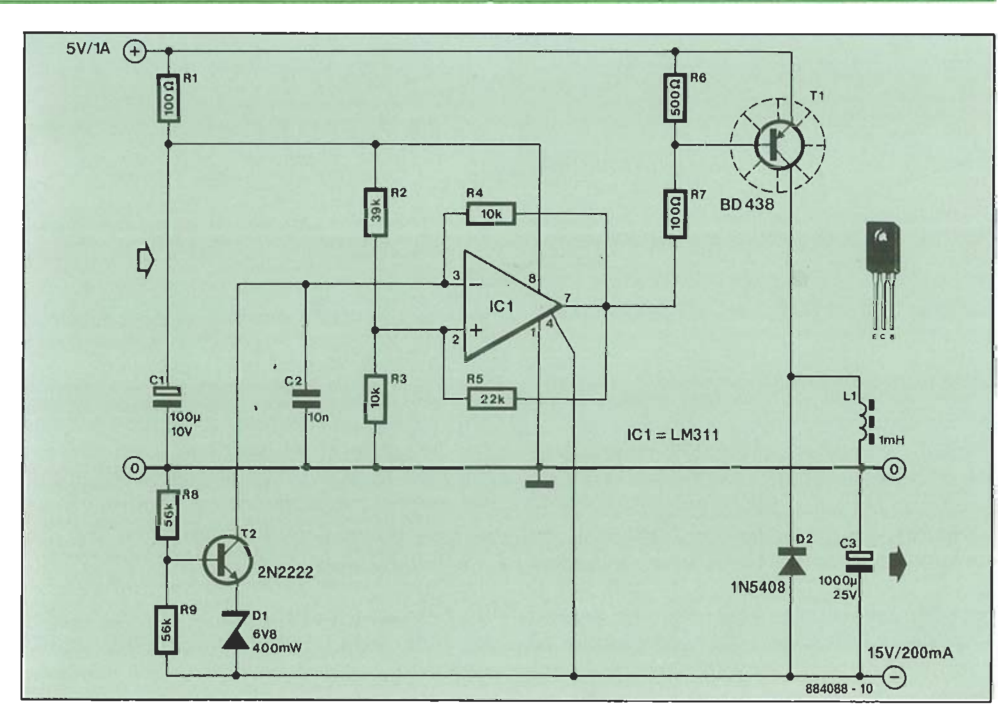


32 Convertidor discreto +5 -> -15 V

La característica más notable de este convertidor/elevador de tensión positiva en tensión negativa es la ausencia de circuito integrado especializado. Aunque existen cada vez más fabricantes de este tipo de circuitos, a menudo, resulta difícil de localizar un Maxim o un Analog Device adecuado, mientras que, como demuestra este esquema, un puñado de componentes corrientes permite llegar al resultado deseado: un convertidor +5 -> -15 V. El integrado IC1 constituye un multivibrador auto-oscilante que proporciona la señal de salida con una relación cíclica (factor de trabajo) elevada. El LM311 está diseñado para funcionar con una tensión única de +5 V; su elevada corriente de salida le permite atacar un transistor de conmutación. La relación cíclica de la señal de salida es función principalmente del divisor de tensión R2/R3 y de la frecuencia del oscilación determinada por C2/R4. T2 forma parte de un bucle de realimentación que modifica la relación cíclica del oscilador, de manera que se tenga una salida constante de -15 V.

La tensión de salida, Us, responde a la fórmula siguiente:

$$Us = -(Udi + Ube) \times (R8/R9 + 1) \text{ [V]}.$$



Con los valores indicados en el esquema, hemos medido las características técnicas siguientes:

Rendimiento: (Ps/Pi): 75% máx.
Frecuencia de oscilación: 6 KHz.
Relación cíclica: alrededor de 0,8.

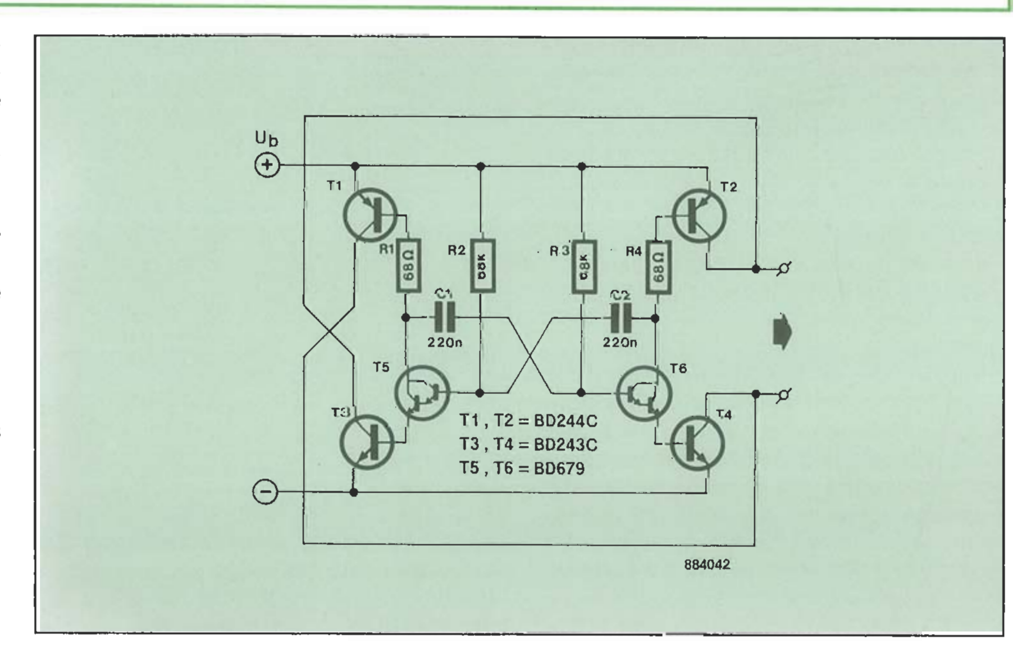
Rizado residual en salida: 100 mV a Is = 200 mA.

La corriente máxima que puede consumir la carga es de 200 mA, y el transistor T1 deberá ser dotado de un pequeño radiador.



33 Multivibrador de potencia

Este sencillo multivibrador está caracterizado por su elevada eficacia y su capacidad de atacar a cargas relativamente importantes. El circuito proporciona una señal cuadrada simétrica, flotante respecto a la tensión de alimentación. T5, T6, R1, R2, C1 y C2 constituyen un multivibrador astable. Las corrientes de colector de T5 y T6 atacan a T1 y T2, respectivamente, mientras que sus corrientes de emisor controlan a T3 y T4. Se puede dimensionar la limitación de corriente dando a R1 el valor conveniente (observe que R1 es siempre igual a R4). Conviene resaltar el hecho de que los transistores son capaces de manejar corrientes relativamente importantes. Su ganancia en corriente, Hfe, resulta por ello relativamente baja, de manera que el punto de limitación de corriente puede ser calculado aproximadamente con ayuda de la siguiente fórmula:



Imáx. = Hfe(máx) × (Ub - 1,4) / R1.

Si R1 vale 68 Ω, como se indica en el esquema, el multivibrador es capaz de controlar cargas de hasta unos 3 A.

La frecuencia de salida del oscilador responde aproximadamente a la fórmula siguiente:

Fosc = 0,7 × R × C

donde R = R2 = R3

de manera que con R2 = 68KΩ, C = C1 = C2 = 220 nF y Ub = 12 V, la frecuencia resultante es de 53 Hz, es decir, suficientemente próxima a los 50 Hz.

Una de las aplicaciones inmediatas del multivibrador de potencia es un convertidor de tensión de red alimentado por baterías. En este caso, las salidas del multivibrador se conectan al secundario (normalmente tensión de «salida» del transformador, pero en este caso se invierte la función) de un transformador de red. Hemos calculado y realizado uno de nuestros prototipos para una intensidad de corriente relativamente alta y frecuencia de 50 Hz adoptando los siguientes valores:

R1 = R4 = 33 Ω, R2 = R3 = 2 × 68 Ω en paralelo, y C1 = C2 = 2 × 220 nF en paralelo. Conectado a un transformador de red de 9,5 V/ 5A, nuestro multivibrador alimentaba una lámpara de 40 W a una tensión cuadrada de 220 Vef. Con una tensión de alimentación de 14 V, el consumo de corriente alcanzaba unos 6 A, lo que da un rendimiento más que aceptable del 40 %. El valor de la corriente de reposo del montaje está en función de la resistencia R1 (= R4); para las pruebas la fijamos en unos 0,3 A.

Para la utilización del multivibrador para el control de una carga inductiva, como es el caso comentado anteriormente, hace falta proteger cada transistor de salida frente a los picos de tensión inducidos, mediante la colocación de diodos rápidos, de alta corriente, colocados en antiparalelo, (esto es, en paralelo, pero con la polaridad invertida, es decir, el ánodo al punto más negativo de tensión) y conectados entre el colector y emisor de los transistores T1...T4.

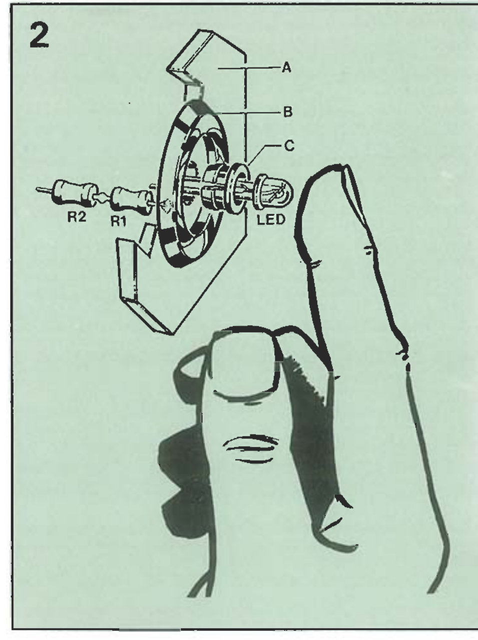
34 Interruptor de luz sensitivo

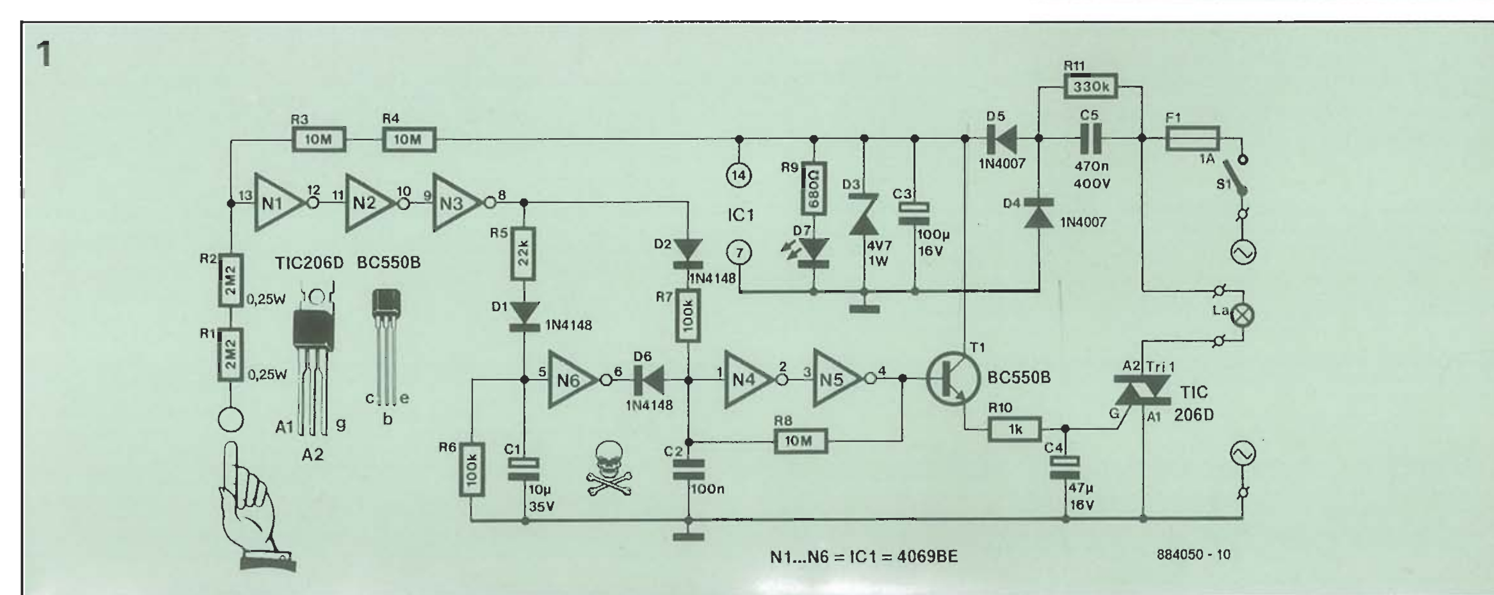
Este circuito, extremadamente barato, permite encender (o apagar) una lámpara. Basta un ligero contacto con la tecla sensitiva para encender la luz, y de un contacto un poco más prolongado para apagarla. Veamos como actúa el circuito.

El caso de un contacto breve sobre el captador sensitivo, el «ruido» producido por el cuerpo humano es amplificado por los inversores N1...N3 colocados en cascada. Un tren de impulsos, cuya amplitud está próxima a la tensión de alimentación (4,7 V) y con una frecuencia igual a la frecuencia de red (50 Hz en Europa) se aplica a la báscula biestable que constituyen los inversores N4 y N5 y sus componentes asociados (C2/R8). El condensador C2 se carga a través del diodo D2, y el biestable bascula su salida a nivel alto. El transistor T1 aplica al triac Tr1 una tensión de puerta que provoca el disparo del mismo, con lo cual la lámpara se enciende.

Si la acción sobre la tecla sensitiva se prolonga durante unos 2 segundos o más, el tren de impulsos provoca la carga de C1 a través de R5 y D1. El inversor N6 lleva la entrada de N4 a nivel bajo una vez que la tensión sobre C1 alcanza un valor suficiente. El biestable N4/N5 bascula de nuevo, y T1 corta la corriente de puerta del triac, lo que produce al apagado de la lámpara. Este circuito también funciona en ambientes poco «ruidos». Si el usuario presenta una resistencia relativamente débil respecto a tierra, la entrada de N1 se pone a nivel bajo mediante R1/R2, pareja de resistencias cuyo valor total es bajo comparado con el que presentan las resistencias R3/R4. El resultado de esta situación sobre el biestable y el triac es idéntico al que hemos comentado anteriormente.

El dibujo de la figura 2 muestra cómo realizar de manera sencilla una tecla sensible con led indicador. El led se coloca





en un soporte de plástico, y hace de señalización del lugar donde se encuentra el interruptor sensible en la oscuridad. El soporte de plástico (C) del led se fija en uno de los lados de la caja de plástico, bien sea en la tapa o en uno de los laterales. El led y su soporte de plástico se encajan en un pequeño anillo de latón o alumnio (B) unido a la resistencia R1, y pegado en la parte exterior de la caja. Por razones de aislamiento galvánico, es recomendable dejar un espacio de unos 7 mm por lo menos entre el led y R1. Por el mismo motivo, no se debe emplear un soporte de led metálico o incluso metalizado como captador sensitivo. Tampoco se debe sustituir la pareja de resistencia R1 y R2 por una única resistencia de 4M7.

Como el circuito está conectado directamente a la tensión de red, resulta importante que sea colocado en una caja de plástico resistente a golpes (ABS o similar) y en la que, a ser posible, haya que desconectar la tensión para poder abrirla. No no cansaremos de repetirlo: debido a su conexión a la tensión de red, es peligroso manipular el montaje. Una seguridad absoluta debe ser el punto más importante de cualquier circuito conectado directamente a la red.

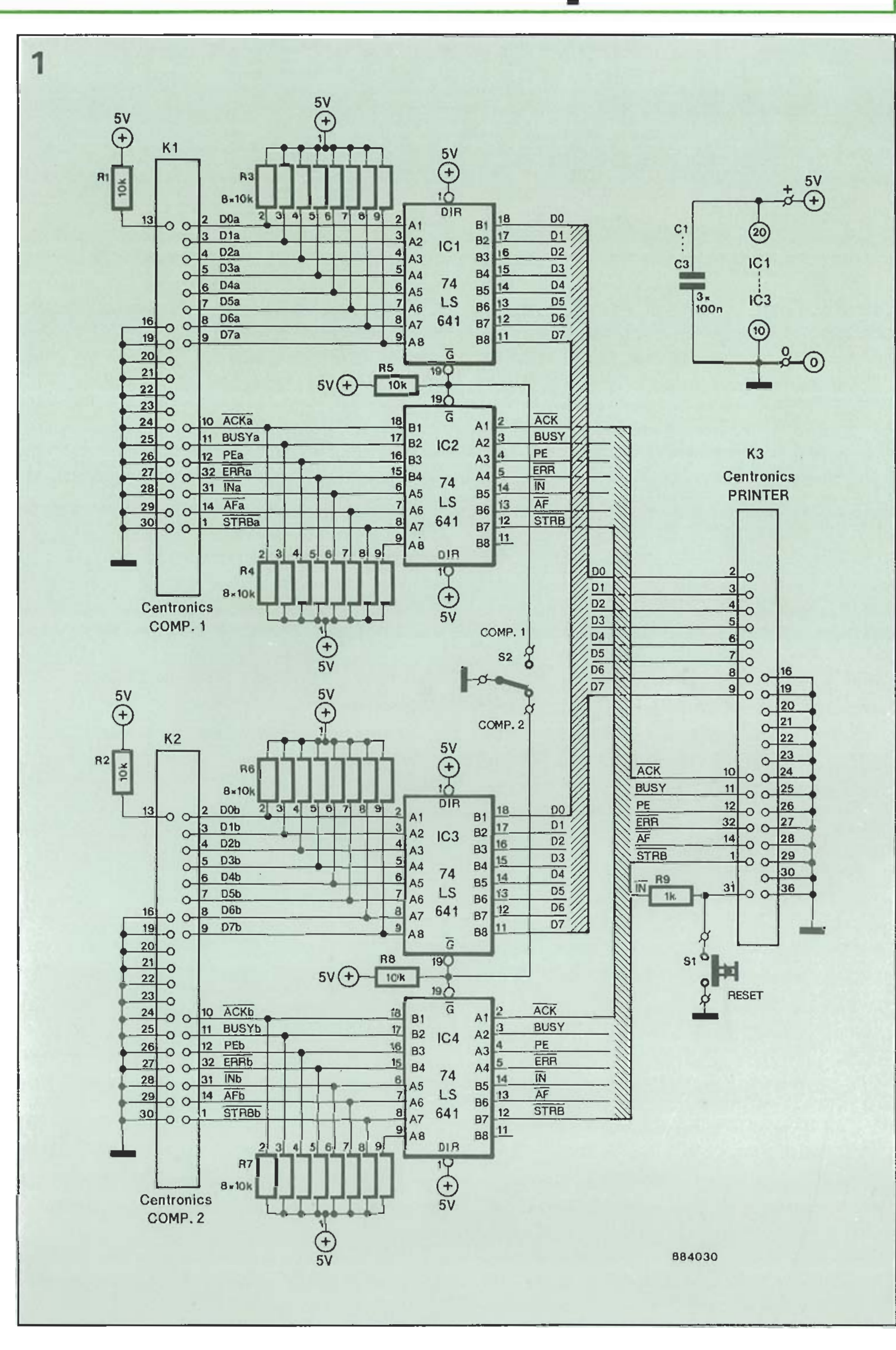
35 Salomón: concentrador 2 ordenadores / 1 impresora

Al igual que la solución aportada por el mítico rey Salomón para dividir equitativamente a un niño entre las dos madres que lo reclamaban, nuestro Salomón electrónico se encarga de hacer compartir una impresora entre dos ordenadores. El interruptor S2 selecciona el ordenador correspondiente aplicando el nivel adecuado a las entradas de validación impresora, /G, de los transceptores óctuples tipo 74LS641 (IC1 a IC4). La entrada de «dirección» (DIR) de estos integrados está conectada directamente a +5, por lo que la del sentido de los datos es desde An hacia Bn. Cuando /G está a nivel alto los búffers se ponen en estado de alta impedancia, por lo que su salida puede ser conectada para formar una estructura de bus. Teniendo esto en cuenta, es relativamente sencillo ver que el circuito es el equivalente electrónico a un conmutador (digital) de 16 canales.

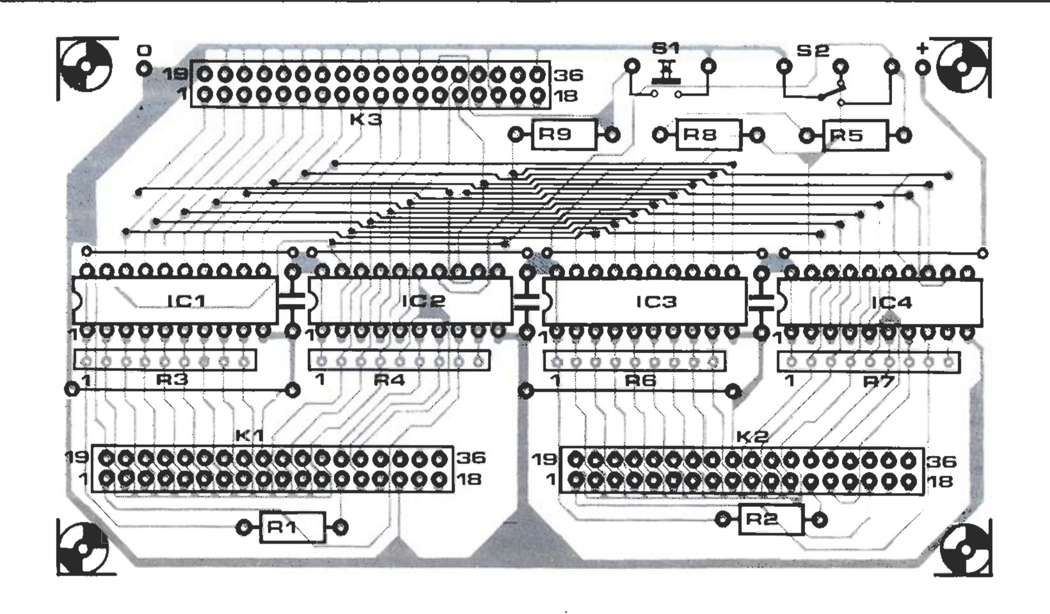
La entrada BUSY del ordenador que no está conectado a la impresora se lleva a nivel lógico alto para evitar que aquel intente enviar datos mientras que el otro ordenador está accediendo a la impresora. Se ha escogido el 74LS641 debido a que sus salidas son de colector abierto; la razón para ello resulta evidente si se recuerda que el interface estándar Centronics obliga a la presencia de resistencias de pull-up en la entrada de la impresora. Los 74LS641 necesitan desde luego la colocación de resistencias en las entradas desde el ordenador, lo que explica la presencia de las redes de resistencias R3, R3, R6 y R7.

Un pulsador de RESET, S1, se ha colocado de manera que se puede borrar el búffer de la impresora mediante un pulso de /INPUT-PRIME, que cancelará la impresión, por ejemplo, cuando se descubre que se está imprimiendo un fichero equivocado. Esta opción de reset es mucho más adecuada que el apagado de la impresora para corregir el error.

El circuito está convenientemente alimentado a partir de la tensión de +5 V de la impresora. En muchos casos, esta tensión está disponible en la patilla 18 del conector de entrada Centronics de 36 pa-



2



tillas (consulte el manual de la impresora, o tome medida en este punto con un polímetro). Resulta recomendable conectar también los +5 V a las patillas, no utilizadas, 15 y 34 a fin de distribuir la corriente sobre varios hilos del cable Centronics. De nuevo, convendrá consultar el manual de la impresora para comprobar si estas patillas están empleadas para otros propósitos. El concentrador debe, generalmente, colocarse cerca de la impresora. Los conectores de circuito impreso K1, K2 y K3 son machos («header») de 2 × 18 patillas. La disposición de las señales en los mismos se ha realizado de forma que el cableado entre estos y los conectores, macho y hembras, que se fijan en el exterior de la caja se pueden realizar mediante cable plano, de forma que se simplifique el cableado; tan sólo tres cables (planos) son necesarios para la conexión entre la placa y el ordenador. Dos cables planos de unos 10 a 15 cm llevarán un conector hembra de 2 × 18 (para conectar al «header» del circuito impreso) en un extremo, y un conector hembra Centronics en el otro (para recibir el cable de salida hacia impresora desde el ordenador) cada uno. El tercer cable llevará un conector hembra de 2 × 18 en un lado, y un conector macho Centronics en el otro extremo.

El consumo de corriente del conector de impresora es de unos 200 mA.

Lista de componentes

Condensadores:
C1, C2, C3 = 100 n

Semiconductores:
IC1...IC4 = 74LS641

Varios:
S1 = pulsador
S2 = conmutador
K1, K2 = conectores 36 patillas Centronics hembra chasis.
K3 = conectores 36 patillas Centronics macho chasis.



OMA-2500, patrón de tiempos vía radio

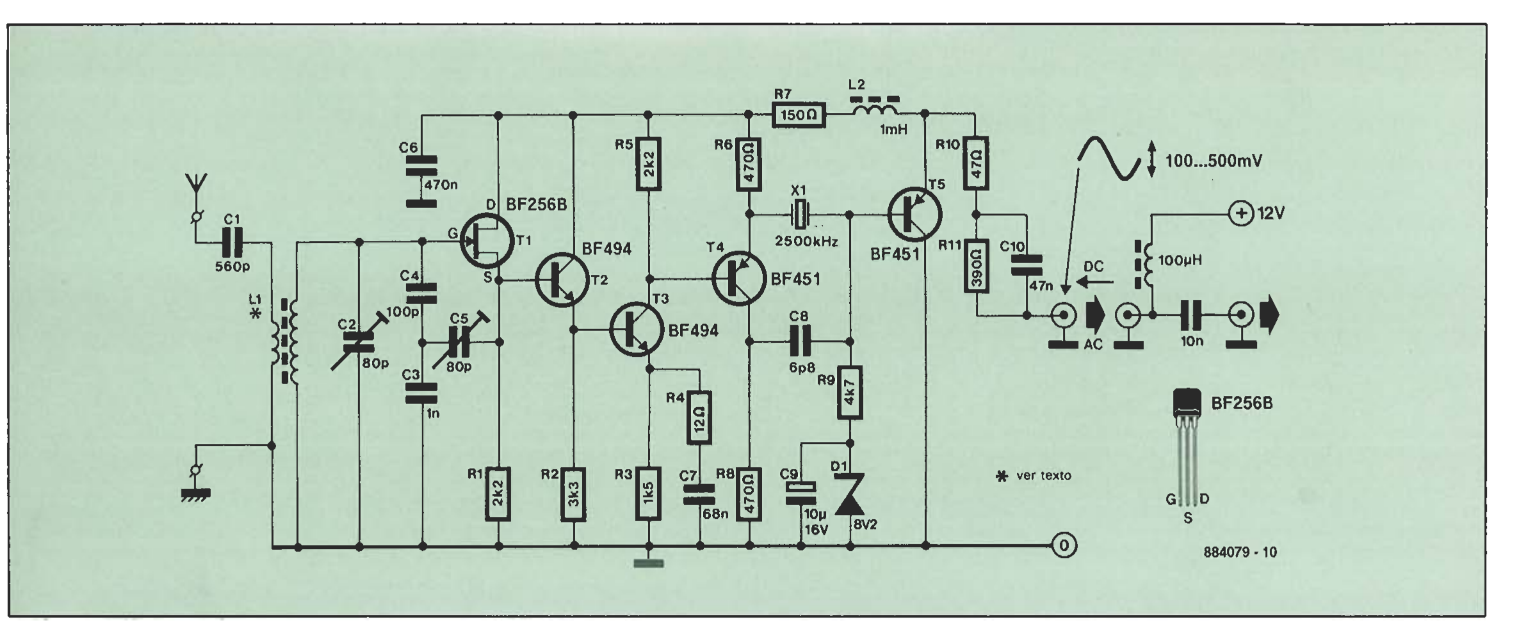
OMA-2500 es la denominación de una transmisión de patrón de tiempo (señales horarias codificadas) que emite con una potencia de 1 KW en una frecuencia de 2500 KHz. La estación está localizada en Liblice, Checoslovaquia, y está operada por el Instituto Astronómico de la Academia de Ciencias Checoslovaca.

Contrariamente a otros transmisores patrones de tiempo en la banda de VLF (como DCF77, HBF) la modulación es AM pura, en lugar de una combinación de AM y PSK o FSK. Esto significa que las «bips» que indican cada segundo transmitidos por OMA-2500 están totalmente libres de ruido de fase, lo que resulta muy adecuado para algunos modelos de PLL, particularmente en equipos de comunicación, en los cuales la señal de 2500 KHz suministrada por un receptor de patrón de tiempo es empleada para generar o derivar otras frecuencias de igual grado de estabilidad.

El transistor T1 está configurado como búffer regenerativo que actúa como un filtro activo con un Q (factor de calidad) efectivo de unos 1000 a 3 dB con un ancho de banda de 2.5 KHz. La señal recibida es llevada a continuación al amplificador formado por T2-T3 antes de ser aplicada al filtro activo mediante cristal T4-X1 que asegura un ancho de banda de unos 500 Hz a 3 dB. La amplitud de salida del receptor es suficiente para excitar virtualmente a cualquier tipo de PLL sencillos. El receptor es alimentado a través del cable de bajada, conectado a la salida, para permitir su colocación en un entorno libre de ruidos.

La bobina L1 se realiza con dos espiras (primario) y 50 espiras (secundario) de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de diámetro sobre un toroide tipo T50-2. El cristal de cuarzo X1 es un modelo de 2500 KHz para resonancia serie. La realización del receptor debe seguir las normas habituales para circuitos de RF: conexiones tan cortas como sea posible, y empleo de amplios apantallamientos y numerosos desacoplos.

El ajuste debe realizarse con un generador de funciones que proporcione 10 mV a 2.5 MHz. Conecte la salida del generador a C1 y enganche una sonda del osciloscopio, acoplado en alterna, a la fuente de T1; retoque C2 para obtener el máximo de señal. Puede ser necesario aumentar o disminuir el número de espiras del secundario de L1 para obtener la resonancia a 2.5 MHz. Reduzca la amplitud de la señal suministrada por el generador y retoque el ajuste. Por último, desconecte el generador y conecte la antena. Enganche el osciloscopio en la salida



del circuito. Retoque C5 para obtener la amplitud óptima de señal AM, pero sin que ésta sea mayor de 500 mV. Recuerde que T1 es una etapa regenerativa, lo que implica que los ajustes de C2 y C5 se interaccionan entre sí. Si resulta necesario, retoque los trímmer para asegurar que la señal en el colector de T3 es estable, y sin recortes durante la recepción nocturna, período durante el cual OMA-2500 se recibe con una alta intensidad de campo en toda Europa. La recepción diurna en el Oeste y Norte de Europa puede ser insuficiente o apenas utilizable, dependiendo de las condiciones de propagación y de la situación del receptor. Se recomienda, antes de iniciar este montaje, comprobar con un receptor multibanda la calidad y potencia de la recepción de la señal.

El circuito se alimenta a 12 V, y consume unos 10 mA. Finalmente tenga en cuenta que una buena cuenta (cable largo o antena romboidal) resulta imperativo para una adecuada recepción.



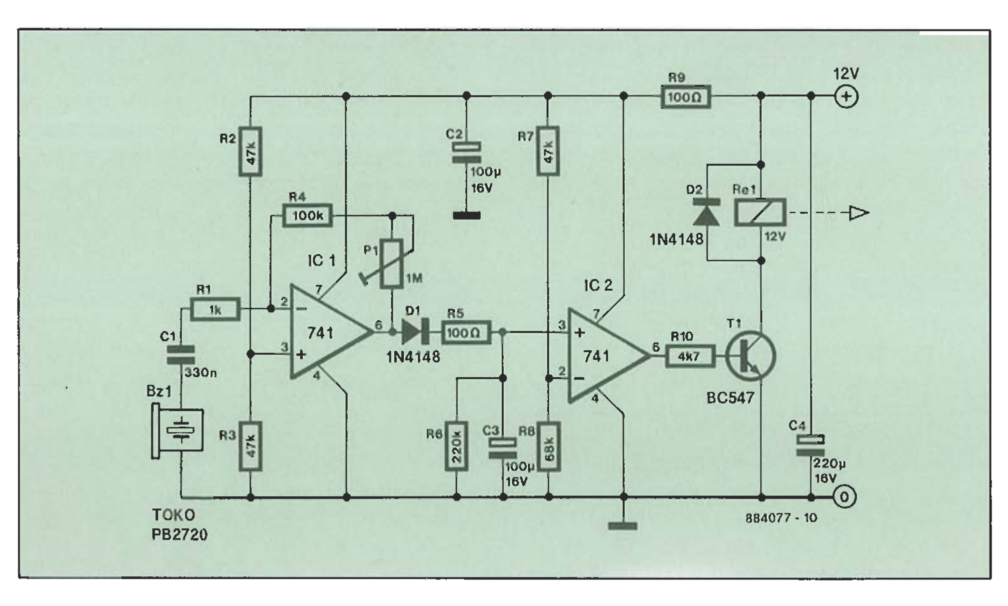
Ratonera ecológica

Aunque actualmente existen muchas especies en vía de extinción, los «malditos roedores» (como diría Tom, del famoso dúo Tom & Jerry) no se encuentran entre ellas. Cualquiera que sea el lugar de residencia, siempre hay alguna vez en que estos bichos crean problemas; en estas ocasiones hace falta algún medio para eliminarlos de forma elegante. La técnica más antigua y más ecológica, el gato, presenta varios inconvenientes: algunas personas son alérgicas a su pelo, otras lo son a sus métodos medievales de caza. Evidentemente se puede acudir a grandes remedios, como puede ser la desinfectación completa de la casa, o la contratación del famoso flautista de Hamelín, músico que tiene fama de no desplazarse más que cuando el número de «fans» es elevado. Como alternativa a las soluciones indicadas anteriormente, podemos utilizar esta ratonera ecológica.

Un simple vistazo al esquema es suficiente para imaginarse el principio de funcionamiento. Un imán, controlado por el circuito electrónico, retiene la puerta de la trampa. Al detectar un sonido, el relé libera la puerta, y la trampa se cierra, atrapando al ratón. La presa, es decir el ratón, cuyo olfato es mucho mejor que su vista, será atraído, como no, hasta la trampa con ayuda de un trozo de queso (preferentemente «aromático» y fresco).

La electrónica es de lo más simple: cuando el micrófono detecta un ruido transmite la señal a un amplificador, IC1; la tensión disponible a la salida de este operacional carga el condensador C3. Cuando la tensión en bornas de este condensador alcanza un cierto valor, la salida de IC2 cambia de nivel, lo que produce la activación de T1 que excita el relé Re1.

Como micrófono hemos utilizado un resonador piezo-eléctrico fijado sobre el fondo de la trampa. Sobre este resonador se coloca un pequeño tornillo (M2), sobre el cual se fija una fina placa de metal a



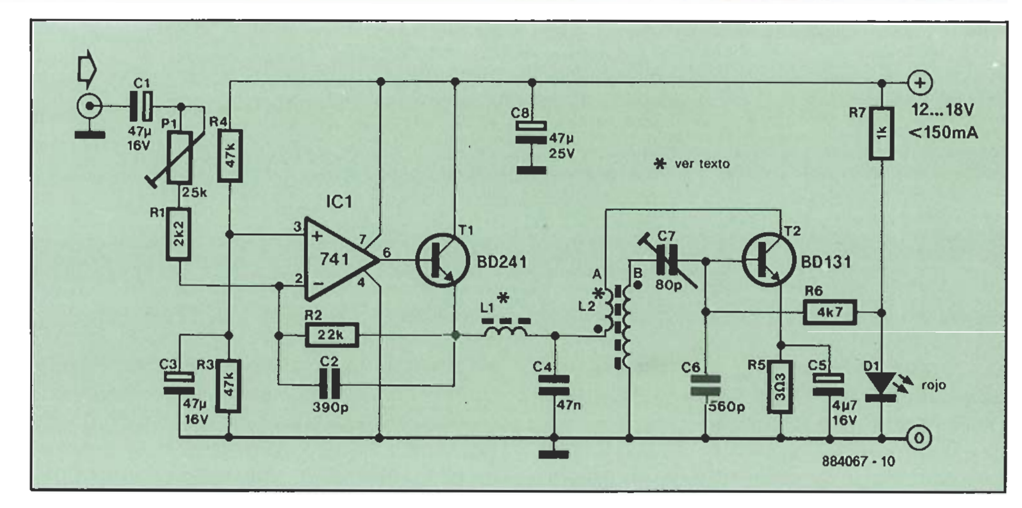
la cual se evita dar un juego importante. En presencia de un trozo de queso, el ratón pierde su reputación de silencio (y de prudencia); los ruidos producidos por el consumo del queso son detectados por el circuito de forma que se active la trampa.

Una vez atrapado el ratón, ya solo queda tomar la ratonera y salir de la casa para, en función de sus convicciones ecológicas, soltarlo (lejos de casa) para que vuelva a la naturaleza, regalarlo a un gato, o...



Auricular sin hilos (transmisor)

Con este circuito se podrá oír en los auriculares una señal de audio producida por cualquier fuente sonora (televisión o amplificador), pero sin la incomodidad, y limitación de movimientos, de los cables entre equipo y cascos. En el caso de los televisores, la señal de entrada se tomará de la salida de auriculares o de la salida audio (para conectar al vídeo); en caso de que su televisor no disponga de esta salida tenga mucho cuidado al intentar realizarla: algunos televisores tienen el chasis (carcasa metálica) unida a uno de los polos de red, lo que significa la existencia de una tensión que pueden ser letal. En estos casos NO INTENTE REALIZAR LA SALIDA DE AUDIO.



La señal de audio es amplificada por el integrado IC1, cuya salida ha sido «reforzada» mediante T1. La señal recibida en bornas del condensador C4 es una tensión continua modulada por la amplitud de la señal de entrada; el valor de la tensión de reposo es igual a la mitad de la tensión de alimentación, debido a la polarización creada mediante R3/R4 en la entrada no inversora del amplificador. La señal modulada atraviesa el bobinado de primario del transformador de emisión (L2A) al tiempo que sirve como tensión de alimentación del transistor de potencia T2. El oscilador de portadora, también realizado alrededor de T2, trabaja a una frecuencia de entre 1750 KHz y 3500 KHz. La señal modulada en amplitud disponible a la salida del transformador (L2B) tiene la suficiente potencia como que la radiación alcance unos cuantos metros. La varilla de ferrita sobre la cual está realizado el bobinado L2 sirve como antena de emisión.

El diodo led D1 sirve para dos funciones: por una parte indica que el transmisor está en marcha, y por otra estabiliza la tensión de polarización de base de T2 a cerca de 1,5 V. La tensión del oscilador resulta así independiente de la alimentación general, cuyo valor puede estar comprendido entre 12 y 18 V.

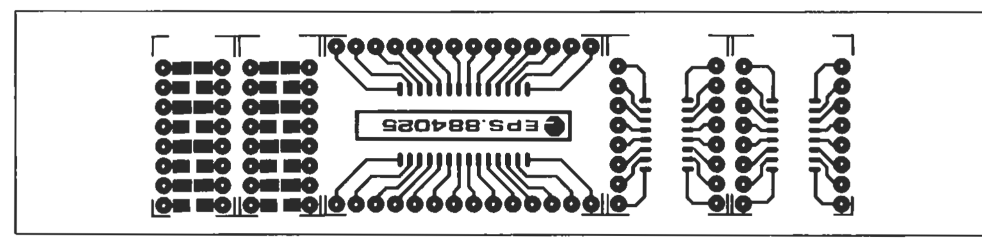
Las bobinas se realizan de manera sencilla. Un toroide T50-2 con 80 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm de diámetro forman L1. Sobre una barra de ferrita de unos 10 a 20 cm de larga se bobinan 3 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,6 mm de diámetro para L2A y 30 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm de diámetro para L2B. La posición que L2A debe ocupar sobre la barra de ferrita está situada en el lado donde L2B está conectado a masa. Los puntos situados en el esquema en sendos extremos de cada bobinado de L2 indican el sentido de bobinado.

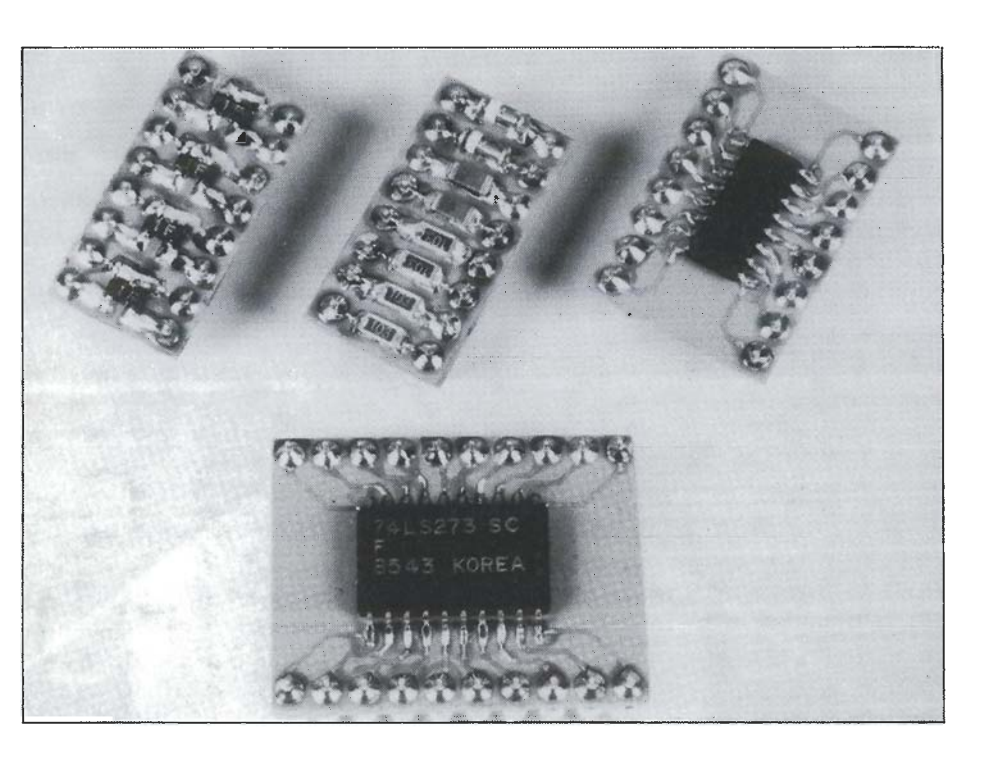
El circuito emisor consume alrededor de unos 150 mA, lo cual no resulta despreciable; es recomendable el empleo de un adaptador de red, en lugar de alimentación por pilas o baterías.



Adaptador universal CMS → DIL

Cada vez más, existen en el mercado un número creciente de componentes, y en particular circuitos integrados, que están disponibles en encapsulados CMS; incluso algunos nuevos modelos sólo se suministran en este tipo de encapsulado. La realización de circuitos basados en estos mini-componentes sin patillas no deja de crear graves problemas a los diseñadores de montajes, ya que obliga al diseño del circuito impreso adecuado para probar el prototipo. El diseño y realización de dicho circuito impreso conlleva un, a veces dilatado, tiempo. A menudo resulta interesante poder diseñar o probar el esquema como si se tratara de integrados de encapsulado normal, ya que se pueden emplear entonces las placas de prototipos estándar, que normalmente están realizadas con paso entre patillas de 0,1 pulgada (2,54 mm).





Los adaptadores para circuito impreso que aquí presentamos dan una adecuada respuesta a este problema.

Los circuitos CMS de 8, 14 y 16 patillas disponen normalmente de un encapsulado «estrecho», mientras que los de 18, 20, 24 y 28 patillas están disponibles en encapsulado «ancho». Las placas propuestas (ya que aunque suministrada como una sola placa se puede dividir de hecho en 5 placas) permiten la realización de múltiples adaptadores que pueden ser empleados para:

— Circuitos CMS estrechos con un máximo de 16 patillas; para los de 8 y 14 patillas se podrá, si el espacio disponible así lo exige, recortar el circuito de adaptación a su longitud requerida.

— Circuitos CMS anchos hasta 28 patillas, la placa puede también ser recortada al tamaño adecuado.

— Otros componentes CMS, como transistores, resistencias, condensadores. Estos elementos serán colocados en una configuración DIL sobre un adaptador de uso general. Se podrá realizar sobre este tanto redes como secciones del circuito en la forma de módulos completos que se colocarán sobre la placa de prototipos. El tamaño de este adaptador no es superior al de un circuito integrado de 16 patillas.

La interconexión mediante cables rígidos de la longitud adecuada (o espadines especiales, semejantes a patillas sueltas de un zócalo para integrados, si se localizan) colocadas en los taladros previstos a tal efecto sobre la placa.

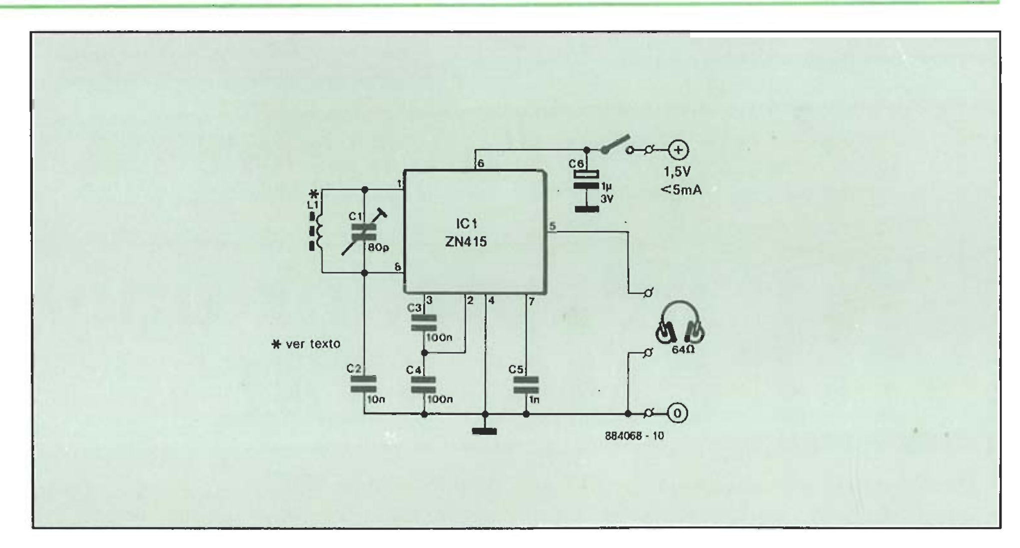
Por motivos de coste, cada circuito impreso de adaptación se subdivide en 5 partes: 1 adaptador para CMS de hasta 28 patillas, 2 adaptadores para CMS de hasta 16 patillas, y dos adaptadores para componentes CMS (resistencias, diodos, condensadores). Cada una de estas secciones se puede separar de forma que forma una placa independiente.



Auricular sin hilos (receptor)

Se ha escogido un integrado ZN415 de Ferranti para realizar un receptor de cascos que cumpla las condiciones de ser ligero, alimentado por batería y que ofrezca una buena calidad de reproducción. El empleo de dicho integrado, que contiene un detector de Am, así como el amplificador de salida, y que se alimenta con una simple pila de 1,5 V, hace que el montaje del receptor se simplifique notablemente.

A este integrado sólo hay que añadirle algunos componentes pasivos, entre ellos el circuito de sintonía, para disponer del montaje completo. El ZN415 está construido como receptor de ondas medias, y en este caso se sintoniza a una frecuencia intermedia situada entre 1700 KHz y 3400 Khz, a fin de evitar las conversiones de frecuencias. El circuito de entrada del receptor y el circuito de salida del emisor constituyen una especie de filtro pasobanda, cuyo acoplamiento no es crítico; la calidad de la señal transmitida y la distancia a la cual se transmite son más que suficientes.



El circuito de entrada, L1-C1 capta la señal del emisor. Se trata de un circuito de sintonía, en el cual la bobina L1 consta de 4 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm de diámetro bobinado sobre un núcleo de ferrita con un diámetro de 2 cm. El condensador variable C1 permite ajustar la sintonía; para ello se utilizará un ajustable de plástico, o cualquier otra herramienta que no tenga ninguna parte metálica. El ajuste del receptor se hace totalmente de «oído». Basta con buscar la posición de C1 que proporciona el mejor sonido en el casco de escucha.

La etapa de salida dispone de suficiente fuerza para atacar directamente a un auricular o casco que tenga una impedancia superior a 64 ohmios. El consumo es de unos 5 mA, por lo que una pila de tipo R14 suministrará energía durante largo tiempo, sobre todo si recuerda desconectar el receptor cuando no se utilice.



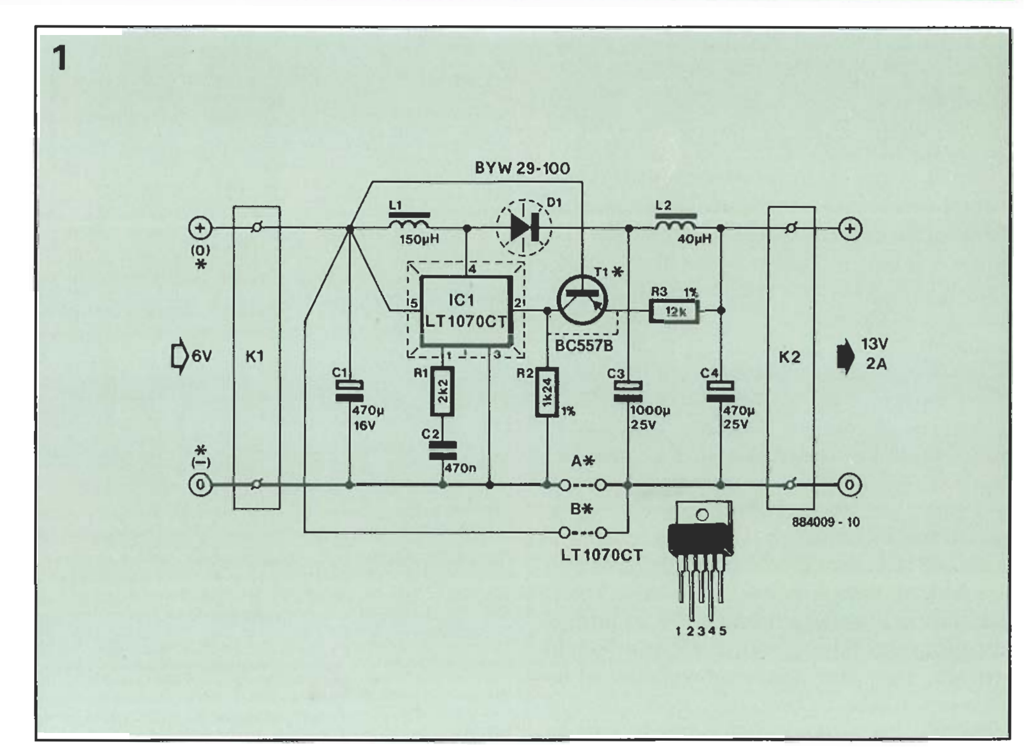
Convertidor 6/12 V

Aunque se trata de una especie en vía de extinción, todavía hay algunos coches, así como muchas motos que disponen de baterías, que funcionan a 6 voltios. Para todos ellos hemos diseñado este convertidor cc/cc de manera que puedan disponer de los 12 voltios con los que funcionan la mayoría de accesorios modernos, como pueden ser auto-radios o dispositivos electrónicos para el tablero.

Este circuito eleva la tensión de 6 voltios hasta 12 V; la corriente máxima de salida es de 2 A. Como se puede dar el caso de coches con chasis a masa o con positivo a masa, hemos previsto dos versiones del montaje; con la ayuda de dos puentes es posible adaptar el montaje a uno u otro tipo de automóviles. La figura 1 muestra el esquema electrónico del convertidor. La alimentación conmutada utiliza el principio del convertidor de acumulación (también denominado «flyback»). Mediante la conmutación a una frecuencia elevada, de alrededor de unos 40 KHz, la apertura y cierre del conmutador electrónico de potencia integrado dentro de IC1 almacena energía en la bobina L1, energía que, por medio del diodo D1, se transfiere al condensador C3. En la salida del montaje se encuentra un filtro LC (L2/C4) destinado a impedir que los parásitos resultantes de la conmutación se transfieran a las líneas de alimentación de la salida.

En un vehículo cuya masa esté conectada al chasis, habrá que realizar el puente A, y reemplazar T1 (que en este caso no se coloca) por un segundo puente entre las conexiones de colector y emisor de dicho transistor. Para vehículos con positivo conectado a masa, habrá que realizar el puente B, y colocar T1 en su lugar. En este segundo caso, la polaridad de la entrada del montaje será la indicada entre paréntesis. En ambos casos la indicación de 0 corresponde a la masa del vehículo.

A plena carga (unos 2 A de salida, y alrededor de 6 A en la entrada) el rendimiento del circuito es de un 70 % aproximadamente. Con cargas más reducidas de salida, y por tanto menor corriente de salida, el rendimiento aumenta ligeramente respecto al valor indicado.



2

Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 2k2
R2 = 1k24/1%
R3 = 12k/1%

Condensadores:
C1 = 470 µ/16 V
C2 = 470 n
C3 = 1 000 µ25 V
C4 = 470 µ/25 V

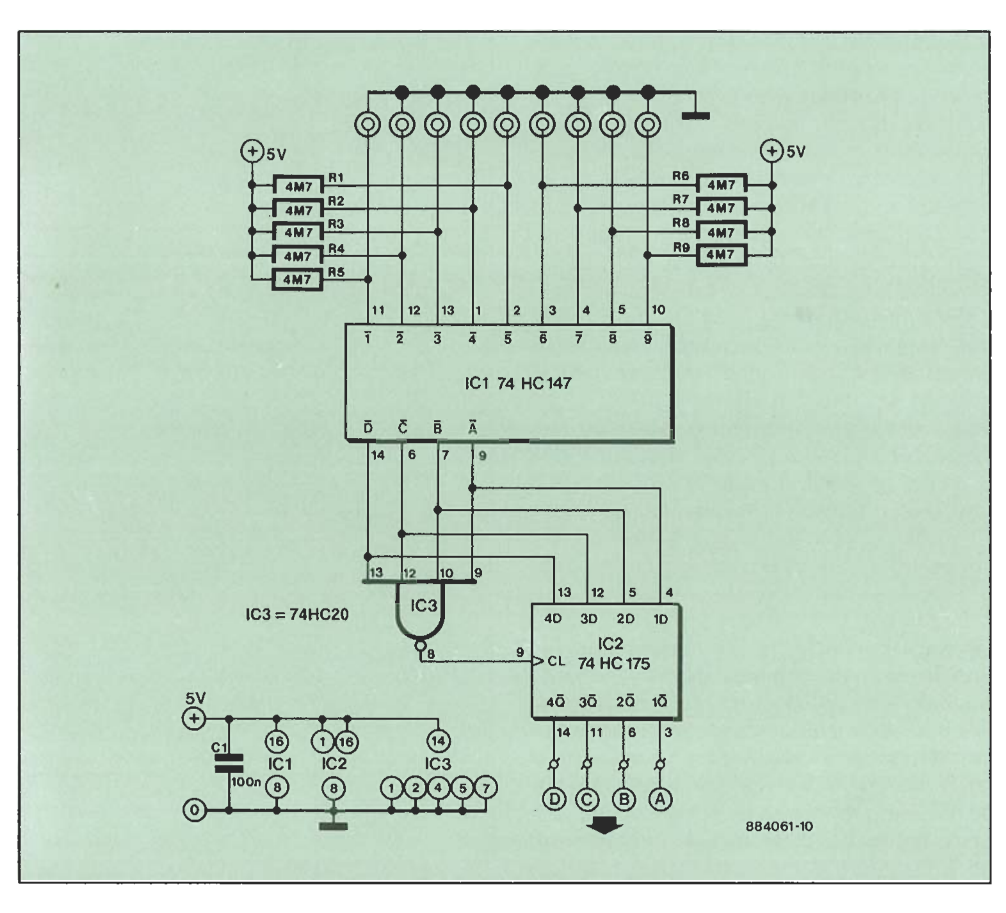
Semiconductores:
D1 = BYW29-100 (encapsulado TO-220)
T1 = BC 557B
IC1 = LT 1070CT (Linear Technology)

Varios:
L1 = bobina 150 µH/3 A
L2 = self 40 µH/3 A
K1, K2 = bornas dobles.
Radiador para IC1 (encapsulado TO 220) y D1 (encapsulado TO 220).

42 Teclas sensibles al tacto

Tanto los aficionados como los profesionales de la electrónica han aprendido, en ocasiones a costa de un gran esfuerzo, los graves problemas que acarrea la necesidad de dotar a un montaje con pulsadores u otros órganos de control manual. Se empieza por los problemas de los rebotes de los contactos, y se acaba por la necesidad de realizar taladros... ¡cuadrados! Por ello, en muchas ocasiones se opta por dotar al montaje con teclas sensibles al tacto, y agujeros redondos.

Los esquemas con teclas sensibles al tacto ya han sido tratados en otras ocasiones en nuestras páginas, aunque la mayoría de las veces se hacía uso de circuitos CMOS, cuyos niveles de salida no son compatibles con los circuitos TTL y, según malas lenguas, con una cierta tendencia a la oscilación. Sin embargo la disponibilidad de los nuevos circuitos 74HC ha cambiado este panorama. Estos circuitos se caracterizan por una impedancia de entrada muy elevada, comparable a los circuitos CMOS. Como en éstos, una impedancia de elevado valor es suficiente para crear de forma fiable un nivel lógico alto en sus entradas, mientras que la, relativamente reducida, resistencia de la piel basta para crear un nivel lógico bajo. Con 3 circuitos integrados y algunas resistencias se puede obtener un conmutador de 9 canales. En el esquema de la figura 1, IC1 es un codificador prioritario de 10 a 4. Cuando una de sus entradas está a nivel lógico bajo, en sus salidas A a D aparece el código binario correspondiente. Si existen al mismo tiempo varias entradas a nivel lógico bajo, sólo la entrada más alta es tenida en cuenta, y en las salidas se presenta su código binario, ignorando el resto de las entradas activadas. Una vez que las entradas vuelven al estado inactivo (nivel alto) las salidas A a D toman de nuevo el nivel alto. La función de IC2 es la de almacenar el número de la tecla accionada; cuando el código binario presente en la salida es diferente de «1111», la salida de IC3 pasa a nivel alto, y el flanco (ascendente) sobre la entrada CK de IC2 provoca la memorización del código de la tecla pulsada. La báscula del 74HC175 no vuelve a cambiar hasta la llegada de un nuevo impulso de validación suministrado por IC3, que señaliza la pulsación de una nueva tecla.

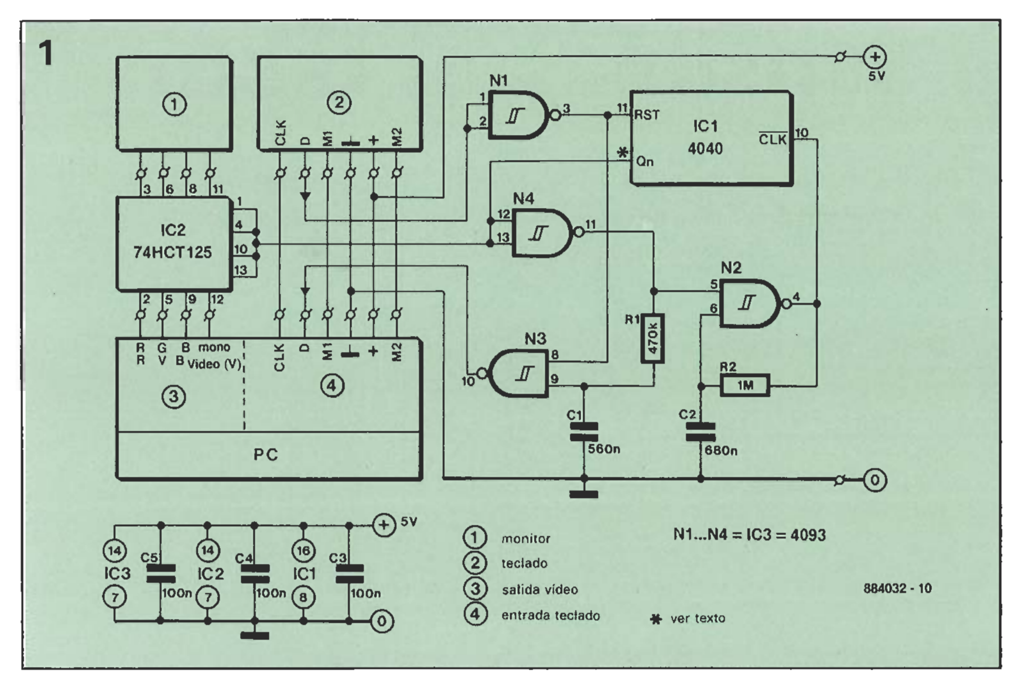


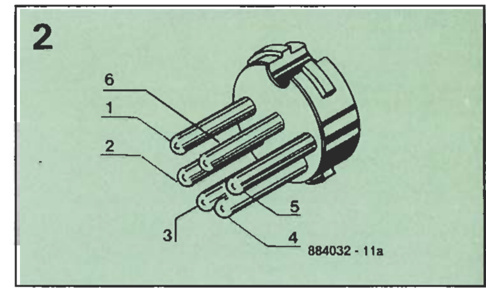


Apagado automático de pantalla para PC

Si tiene la costumbre de poner la luminosidad de su monitor del PC a la máxima intensidad, o si resulta que el Turbo Pascal es uno de sus programas más empleados, su pantalla se verá sometida a un desgaste superior al habitual. Si se olvida apagar el monitor durante los períodos en que realmente no lo emplea, uno se arriesga a acabar marcando de forma indeleble en la pantalla la capa de fósforo. Hay algunos programas o utilidades que «apagan» la pantalla cuando detectan que no ha habido pulsaciones en el teclado durante un cierto período de tiempo más o menos prolongado. Sin embargo también puede ocurrir que hayamos olvidado cargar la utilidad de apagado antes de comenzar a trabajar, o que justamente alguno de los programas que vamos a emplear sea «incompatible» con dicha utilidad. En cualquiera de estos casos, siempre se puede acudir a una solución más «dura», o lo que es lo mismo, a emplear «hardware» en lugar de «software» para resolver la situación.

Pensando en esta solución, más propia de electrónicos que de informáticos, hemos ideado un circuito que toma en cuenta dos fuentes de información para su funcionamiento: la interconexión entre el teclado y la unidad central, y entre ésta y la pantalla. En ausencia de pulsación en el teclado durante un cierto período de





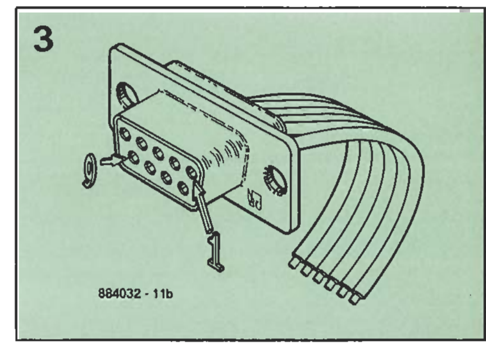


Tabla 1. Temporizador del apagado con la red RC del esquema.

Q11	(patilla 1)	11 mn
Q10	(patilla 15)	5 mn 30 s
Q 9	(patilla 14)	2 mn 45 s
Q 8	(patilla 12)	1 mn 22 s
Q 7	(patilla 13)	42 s

Tabla 2. Patillaje del conector de teclado.

Patilla	Función
1	Reloj teclado
2	Datos
3	Pulsador 1 del ratón
4	Masa
5	+5 V
6	Pulsador 2 del ratón

Tabla 3. Patillaje del conector de vídeo.

Patilla	Función
1	Masa (GND)
2	Rojo 2 (r) o masa (GND)
3	Rojo 1 (R)
4	Verde 1 (G)
5	Azul 1 (B)
6	Verde 2 (g) o bit de intensidad (I)
7	Azul 2 (b) o vídeo monocromo (V)
8	SYNCRO horizontal
9	SINCRO vertical

tiempo, el conmutador electrónico interrumpe la unión entre la unidad central y el monitor.

En lugar de tener que mutilar los cables de inteconexión involucrados, hemos preferido colocar la electrónica en una pequeña caja, e intercalarla en el camino de las señales, utilizando un par de conectores adecuados (macho y hembra). Los datos enviados por el teclado pasan por la puerta N1 y N3 para llegar a la unidad central. La salida de N1 va poniendo a cero el contador IC1 mientras que haya envío de datos; cuando éstos cesan, y tras el transcurso de un determinado lapso de tiempo, la salida Qn de IC1 pasa a nivel lógico alto, y las salidas del búffer IC2 son colocadas en estado de alta impedancia. Como última consecuencia de la ausencia de flujo de datos, la puerta N3 bloquea la señal que proviene del teclado. Tras este proceso, la primera pulsación de una tecla hace que IC1 vuelva a ser puesto a cero, su salida Qn vuelve a nivel bajo, y se restablece la unión entre la salida de vídeo y el monitor. El código correspondiente a esta primera tecla no se transmite a la unidad central, ya que la puerta N3 permanece bloqueada hasta que el condensador C1 se haya cargado de nuevo. Esta medida se ha tomado para eliminar la primera tecla (aleatoria) destinada a restablecer la visualización.

Hemos probado este circuito sobre un Amstrad PC1640 equipado con una tarjeta Hércules. Si el ordenador está dotado con una tarjeta CGA probablemente habrá que interrumpir la señal de «intensidad» en lugar de la señal de vídeo monocromo, como es el caso presentado aquí para la tarjeta Hércules.

En algunos compatibles, el nivel de la línea de datos que une la unidad central y el teclado está invertida. En estos casos habrá que trasladar el inversor N1 entre la salida de N3 y la entrada de teclado del ordenador para disponer de las señales adecuadas.

La duración de la temporización desde la última tecla pulsada hasta que la pantalla se apague está en función de la patilla Qn de IC1 elegida para conectar a la puerta N4; la tabla 1 indica los diferentes valores que se pueden escoger. Si se desea algún tiempo intermedio, se podrá alterar los valores del oscilador formado alrededor de N2, que proporciona la base de tiempos para IC1.



Control de semáforo tricolor

El atractivo del paisaje a través del cual se mueve una maqueta de tren resulta tanto mayor cuanto más se asemeje a la realidad. Para dar una mayor sensación de realismo, nada mejor que hacer funcionar un semáforo que «controle» el tráfico de un cruce de calles. Con este sencillo montaje se pueden manejar las luces de cuatro semáforos que funcionan ya sea según las normas (clásicas) internacionales de tráfico, o según las modernas (implantadas inicialmente por los alemanes) que incluyen el preaviso: la elección entre ambas modalidades sólo depende de un puente de hilo. Este circuito está

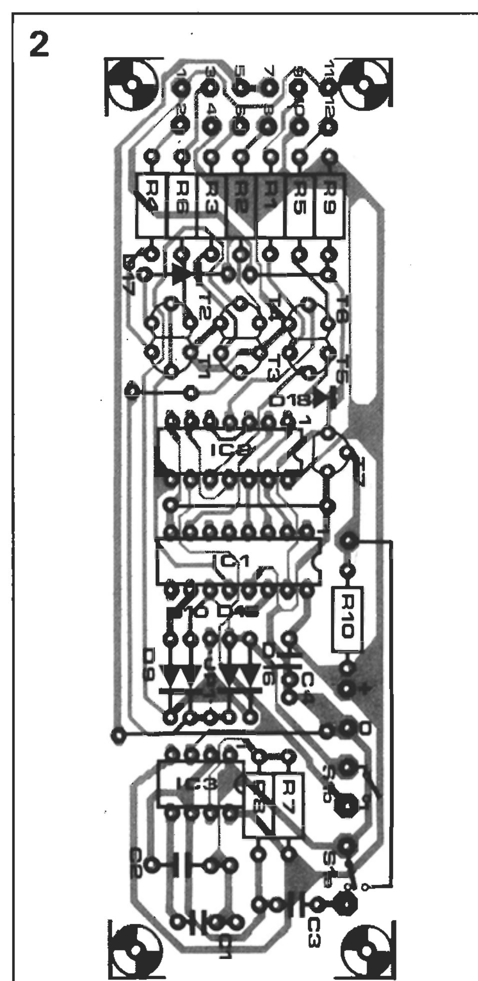
1

N1...N4 = IC2 = 4071
T1,T3,T4,T6,T7 = BC547
T2,T5 = BC557
D9,D10,D15,D16,D17,D18 = 1N4148

D1...D4 = rojo D5...D8 = ámbar D11...D14 = verde

884033 - 10

2



previsto para controlar el tráfico de un cruce de dos calles, o de una intersección en T. Por la «noche» las señales pueden ponerse en modo intermitente.

El montaje está basado en tres circuitos integrados. La función esencial del mismo recae sobre IC1, que es un contador decimal síncrono con 10 salidas decodificadas. La secuencia de funcionamiento de las lámparas está determinada por las combinaciones de los niveles lógicos de las 10 salidas de este contador. El estado de las salidas cambia con cada pulso de reloj; en un momento determinado, una sola de las salidas está a nivel alto, mientras que las restantes permanecen a nivel bajo. Cuatro estados sucesivos están reservados para el encendido de la luz verde, un estado para el de la luz ámbar, y 5 estados para la luz roja. Para ello, dos puertas OR con dos entradas, IC2, están colocadas a la salida del contador decimal, y determinan el orden de conmutación de la etapa de potencial.

Dos pequeños trucos han permitido a nuestro diseñador simplificar enormemente esta lógica de control de los transistores de potencia. La primera es el empleo combinado de transistores NPN y PNP cuyos estados de conducción corresponden respectivamente a los niveles lógicos alto y bajo. Además, está la utilización de la salida de acarreo de IC1 (patilla 12). Esta es una salida auxiliar que permite la asociación en cadena de varios contadores; esta salida permanece a nivel lógico alto durante los cinco primeros pulsos de reloj, y pasa a nivel bajo durante los 5 pulsos siguientes.

El puente JP1 (opcional) permite la señalización según las normas tradicionales o según las normas modernas (alemanas). En esta última configuración, las luces rojas no pasan directamente al verde. Durante el último estado lógico de la década correspondiente al encendido del rojo, la luz ámbar también está encendida. La colocación del puente permite que el montaje trabaje según esta última modalidad.

Como parece evidente, sin impulsos de reloj no se obtiene cambio. Un 555 montado como multivibrador estable suministra los pulsos que hacen trabajar al contador. Su frecuencia de oscilación (de aproximadamente 0,6 Hz) está determinada por las resistencias R7 y R8, y por los condensadores C2 y C3 colocados en paralelo. Con los valores indicados en el esquema, un ciclo completo, que comprende 10 períodos, dura un poco más de 16 segundos (10 × 1/0,6 = 16,67 s).

El interruptor S1 sirve para colocar los semáforos en intermitencia de las luces ámbar. Invirtiendo S1 respecto a la posición indicada en el esquema se consiguen cuatro efectos diferentes:

—C3 se desconecta del circuito, y la frecuencia del oscilador pasa de 0,6 a 1 Hz.

—La base de T7 se pone a masa; este transistor queda entonces en corte, y la entrada de puesta a cero (Reset, patilla 15

de IC1) queda permanentemente a nivel lógico alto, con lo cual IC1 está bloqueado permanentemente.

—La conexión a masa de las luces roja y verde queda interrumpida (ya que T7 está bloqueado), con lo que éstas no pueden encenderse.

—El funcionamiento de las luces ámbar queda controlado directamente por la salida de IC3, a través del conmutador S1b y de los diodos D15 y D16.

La relación de trabajo (tiempo de activación respecto a la duración del período completo) de las dos luces ámbar es de, aproximadamente, un 50 %. Este efecto se consigue dando a R7 un valor muy inferior respecto a R8.

En la realización de este circuito, se utilizará para S1 un interruptor bipolar (inversor de dos circuitos). Uno de los circuitos se monta como inversor, S1a, y el otro, S1b, como conmutador. Desde luego nada impide sustituir los diodos led por pequeñas lamparitas de incandescencia. Coloque las bombillas de dos en dos, ya sea en serie o en paralelo, según la tensión de funcionamiento de las mismas, y sustituya las resistencias R1 a R6 por puentes de hilo. Tenga siempre presente que la máxima corriente del transistor T7 es de 200 mA. En el caso de utilizar en paralelo bombillas cuya intensidad sea superior a 50 mA cada una, habrá que emplear para T7 un transistor que admita una corriente más elevada, como puede ser el BC 140.

La tensión máxima de alimentación no debe ser superior a 15V. Si se emplea la tensión continuada de un tren eléctrico, no hay que olvidar que esta tensión no está filtrada; en estos casos, bastará con instalar un condensador de filtro de unos 1.000 F, así como asegurarse de que la tensión en bornas de este condensador no sobrepasa los 15 V.

Si la tensión disponible es pequeña, se puede aumentar la luminosidad de los diodos led a base de reducir el valor de las resistencias R1 a R6.

El consumo del circuito es de 30 a 40 mA para una tensión de alimentación de 12 V. Este consumo se reduce a la mitad cuando sólo funcionan las luces ámbar en intermitencia.

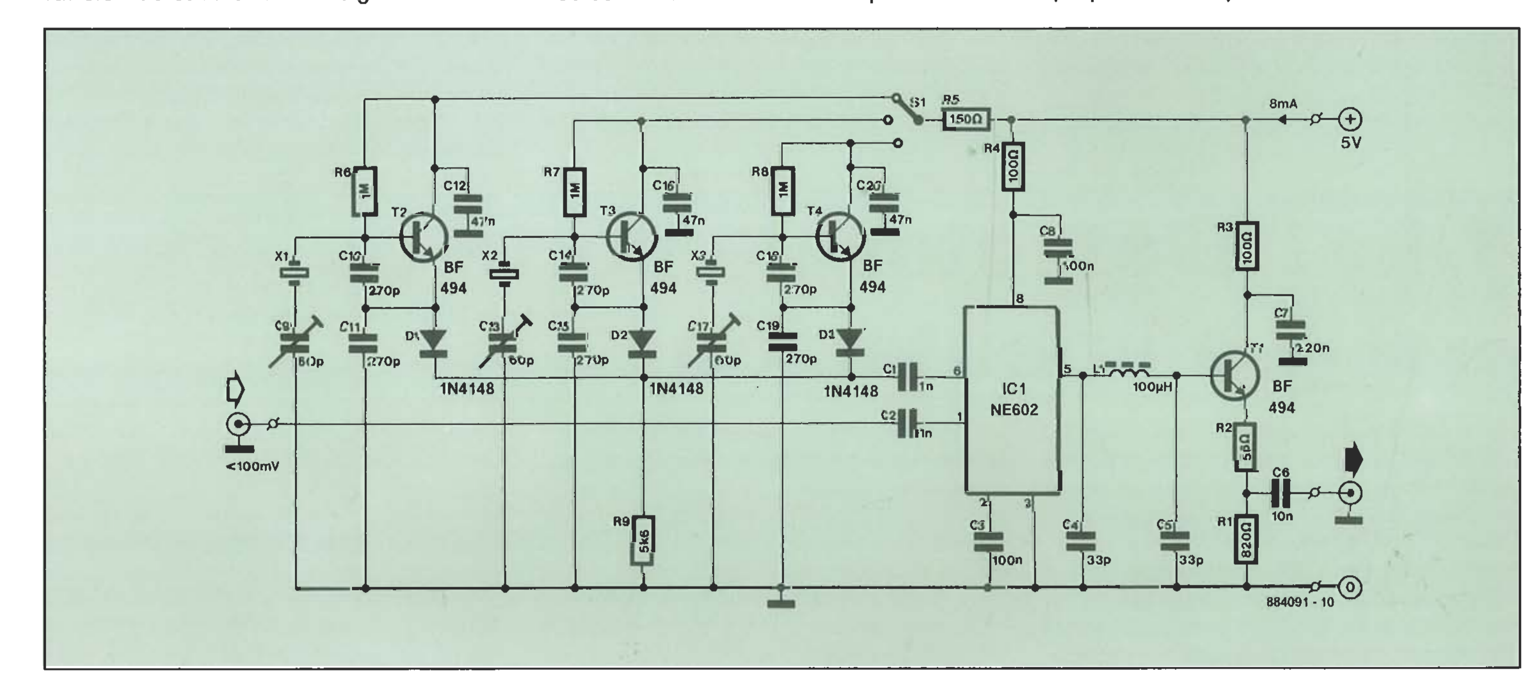


Prescaler para frecuencímetro

La finalidad de este circuito es la de ser acoplado a un frecuencímetro implantado, por ejemplo, en un receptor de ondas cortas; su utilización presenta varias ventajas: una disminución de la frecuencia de la señal a medir por el frecuencímetro, así como evitar la necesidad de manipular la entrada de programación del contador (entrada de preselección).

El circuito se compone de tres subconjuntos: un oscilador, un mezclador, y un búffer/filtro de salida. El circuito está diseñado de forma que la frecuencia de la señal de salida sea igual a la frecuencia de la señal de entrada menos la frecuencia del oscilador. Como resulta fácil modificar la frecuencia del oscilador, es sencillo adaptar la frecuencia de salida en función de cada una de las gamas del receptor, de manera que la frecuencia visualizada sea la frecuencia de la señal recibida (restando la correspondiente frecuencia intermedia). El procedimiento de conmutación de la frecuencia del oscilador es tan fácil como eficaz: se basa en la aplicación o no de la tensión de alimentación a cada uno de los osciladores. Este sistema presenta la ventaja de eliminar totalmente los parásitos generados por los osciladores que no interesan en un momento determinado. Gracias al empleo de un ajuste de «débil potencia» para el mezclador y el oscilador, el circuito presenta un nivel de parásitos muy reducido. Para evitar la influencia de los osciladores que no están alimentados sobre aquel que está funcionando, la señal de los osciladores se transmite por medio de uno de los diodos D1...D3, a la entrada oscilador del mezclador. Si el oscilador no está alimentado, el diodo está bloqueado, de manera que sólo presenta una pequeña capacidad hacia masa. Si, por el contrario, el oscilador está alimentado, el diodo conduce, de forma que la señal del oscilador no encuentra a su camino más que la resistencia dinámica, relativamente débil, del diodo. Un conjunto de tres osciladores debe bastar para la mayoría de las aplicaciones; con algunos receptores puede ser necesario añadir uno o dos osciladores más, adición que no presenta ningún problema particular.

Como ejemplo de la técnica de cálculo de la frecuencia del cristal a emplear, proponemos aquí de forma resumida el



procedimiento a seguir con dos ejemplos de receptores descritos en Elektor:

1) Receptor para la banda marítima, Elektor N.º 48, Mayo 1984, banda 1600...4400 KHz, frecuencia intermedia (FI) = 5200 KHz. En base a estos datos, el oscilador local (LO) trabaja entre los 6800 y los 9600 KHz. Con este receptor aparece una inversión del espectro de frecuencias (a frecuencias medias, la banda lateral superior ¡BLS¿ se convierte en la banda lateral inferior ¡BLI¿ y viceversa). La frecuencia del oscilador de inserción de la portadora (CIO «Carrier Insertion Oscilator») resulta entonces de 5201,5 KHz para la BLS y de 5198,5 KHz para la BLI.

Supongamos que nuestro frecuencímetro tiene una máxima frecuencia de entrada de 3 MHz. En este caso nos hace falta escoger una programación del contador de forma que no se sobrepasen estos 3 MHz. Una frecuencia de programación de 1600 KHz resulta en este caso perfectamente adecuada. Con todos estos datos, las frecuencias de los cristales resultan:

BLS: 1600 + 5201,5 = 6801,5 KHz.
BLI: 1600 + 5198,5 = 6798,5 KHz.
AM: 1600 + 5200 = 6800 KHz.

En la práctica, esto supone utilizar 3 cristales idénticos; a continuación es suficiente con calibrar al valor necesario la frecuencia de cada oscilador mediante el ajustable que incorpora cada uno de ellos.

2) Receptor BLU de ondas cortas, Elektor N.º 95, Abril 1988, banda 1 3500...4000 KHz, banda 2 1400...14500 KHz, FI = 9 MHz; la frecuencia CIO es respectivamente de 8998,5 KHz para la BLS y de 9001,5 para la BLI (en este receptor no se presenta el fenómeno de inversión de bandas).

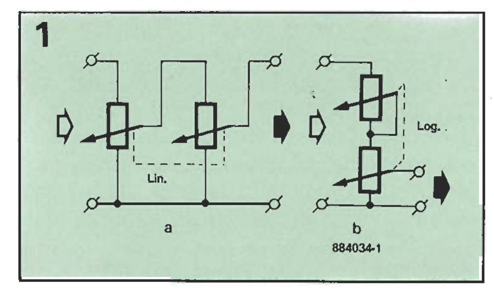
En lo que respecta a las frecuencias de programación, las cosas se complican un poco, ya que en ciertos casos Flo es inferior a Fin y a la inversa. Para la banda 1 adoptaremos una programación de 3 MHz, y de 13 MHz para la banda 2. Los cristales (en este caso son cuatro los cristales) necesarios tendrán las siguientes frecuencias:

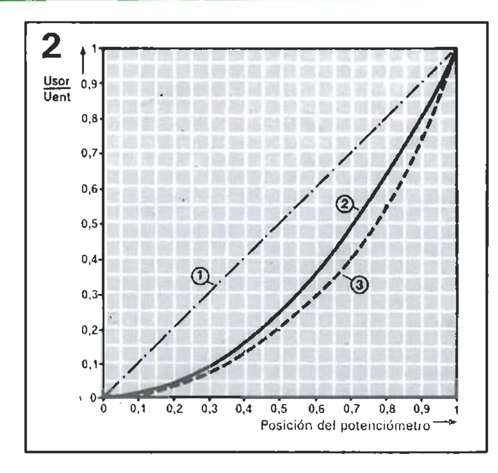
BLS banda 1: 8998,5 - 3000 = 5998,5 KHz
BLI banda 1: 9001,5 - 3000 = 6001,5 KHz
BLS banda 2: 13000 - 8998,5 = 4001,5 KHz
BLI banda 2: 13000 - 9001,5 = 3998,5 KHz

46 Alternativas para la regulación de volumen

De vez en cuando se encuentra uno con anuncios de potenciómetros logarítmicos dobles a precios tan tentadores que no se puede resistir la tentación de comprar algunas unidades. Una vez realizada la compra viene en ocasiones la decepción; una medida de la evolución de la resistencia de cada uno de los potenciómetros revela que las curvas están lejos de ser paralelas, en particular cerca de los extremos. Se comprende entonces el precio sensiblemente superior de los potenciómetros logarítmicos dobles cuyas curvas de resistencia son perfectamente paralelas. Las alternativas descritas a continuación constituyen un compromiso entre precio y calidad.

La primera está basada en la utilización de un potenciómetro doble lineal. La evolución de la resistencia de cada uno de los dos potenciómetros que lo constituyen sigue la diagonal (curva 1) del gráfico mostrado en la figura 2. Sin embargo, si se conectan las dos pistas de resistencia una a continuación de la otra procediendo a una separación activa, se obtiene la curva 2. Si se interconecta el potenciómetro doble en montaje serie, esquema de la figura 1a, se obtiene la característica representada en la derecha de la gráfica (curva 3). El ajuste de volumen que permite ambas alternativas resulta bastante agradable al oído (es decir, que es de tipo fisiológico); en la posición media del potenciómetro, el factor de atenuación es de aproximadamente 5. Un potenciómetro logarítmico doble situado en la misma posición presenta una atenuación cercana a 10.





La interconexión de un potenciómetro logarítmico doble según esquema de la figura 1b permite asimismo una mejora de las características de ajuste. En las posiciones extremas del potenciómetro se obtiene una atenuación adicional de unos 6 dB, factor que disminuye según nos alejamos de los extremos.



47 Detector de corte de alimentación

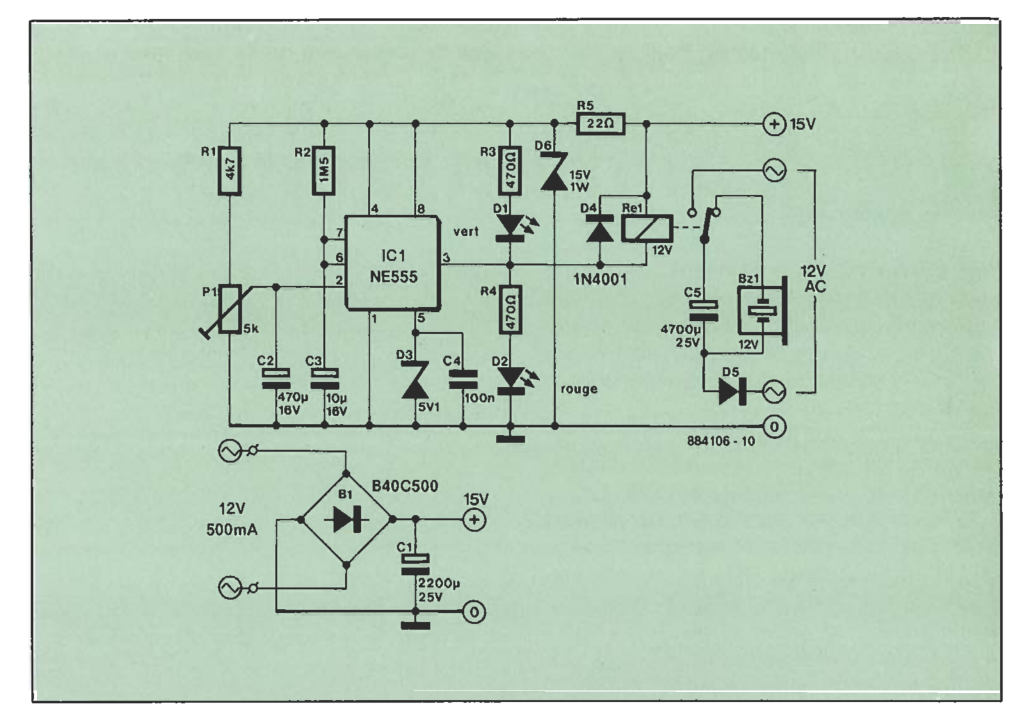
Presentamos en este montaje una nueva aplicación del versátil y muy conocido temporizador 555. Basado en un montaje publicado en el especial de verano de hace 5 años, este circuito sirve de indicador de fallo de la red, con la peculiaridad de disponer de alimentación propia, y de ser capaz de realizar una indicación sonora, incluso después de la desaparición total y prolongada de la tensión de alimentación. La función de tal indicador, asociado a un aparato cualquiera que deba funcionar de forma permanente, es la de indicar un corte (accidental, y que pueda pasar eventualmente inadvertido) de la tensión de alimentación de dicho aparato.

El temporizador 555 está montado como multivibrador estable. En reposo, su salida (patilla 3) está a nivel «0». El led verde permanece encendido, indicando que todo funciona de manera correcta. Si la tensión de alimentación pasa por debajo de un umbral crítico, regulable mediante P1, comienza la temporización del 555, y su salida pasa a «1». El led rojo se ilumina para indicar el corte de corriente, mientras que el relé Re1 se excita, colo-

cando bajo tensión al zumbador Bz1 (que para este montaje no debe ser un zumbador pasivo) que emite una señal sonora. Dado el elevado valor del condensador C5 colocado en paralelo con el zumbador, éste permanecerá sonando durante al menos una treintena de segundos tras el corte general y prolongado de la alimentación. El led rojo no permanece encendido más allá de unos 7 segundos.

Entre el cursor de P1 y la masa se encuentra un condensador de un valor relativamente alto, que impide el disparo intempestivo del detector en caso de interrupciones extremadamente breves. Su gran capacidad amortigua las eventuales variaciones de la tensión tomada desde P1. Si se desea que el detector tenga en cuenta también las micro-interrupciones, será suficiente con eliminar C2. Asimismo se puede jugar sobre la constante de tiempo del temporizador modificando el valor de R2 y/o C3. La duración del pulso viene determinada por la fórmula:

$t = 1{,}1 \times R2 \times C3$

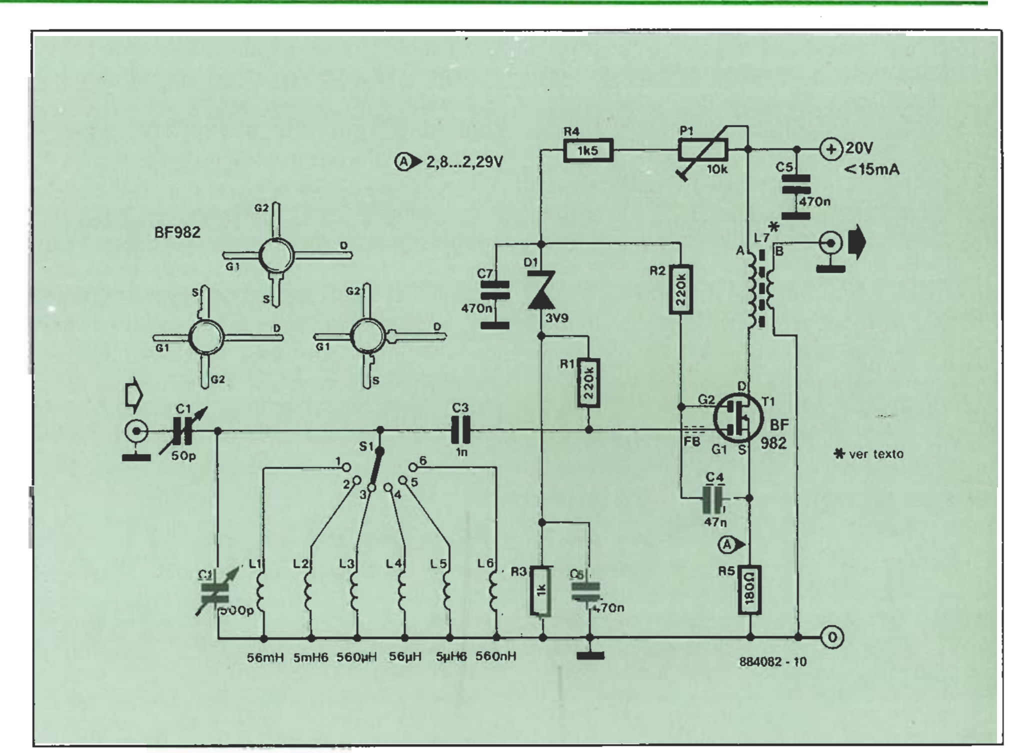




Preselector para receptor de ondas cortas

La baja capacidad de entrada de los transistores MOSFET de doble puerta permite crear una realimentación negativa mediante el empleo de una resistencia de fuente no desacoplada. Adecuadamente aplicada, esta técnica permite la realización de una etapa de entrada RF que posee una dinámica muy alta. Todos los radioaficionados saben hasta qué punto es importante que el circuito RF de su receptor pueda admitir señal de amplitud elevada, sin que por ello sea saturado o perturbado por las potentes frecuencias próximas.

Las características del esquema propuesto son bastante mejores que las del circuito de entrada de ciertos receptores de OC de alta calidad, ya que es capaz de soportar señales RF con una amplitud de hasta 2,5 Vpp; señales de dicha magnitud no son raras en recepción nocturna cuando se dispone de una buena antena. Dichas señales proporcionan en la salida del circuito una tensión de 3 Vpp sobre carga de 50 ohmios.



El condensador de sintonía C1 determina la ganancia general que se debe principalmente a la resonancia del circuito LC situado en la entrada de la etapa de RF. La corriente de drenador puede ser ajustada mediante P1 hasta una intensidad máxima de 12,7 mA, que corresponde a una tensión máxima de 2,25 mA en bornas de la resistencia R5. La intensidad mínima de corriente de drenador es de 10 mA, lo que supone una tensión de 1,8 V sobre R5. Las seis bobinas de entrada deben estar bobinadas sobre mandril cerámico de alta calidad, con un diámetro de unos 10 mm. Una perla de ferrita se enfila directamente sobre la patilla de entrada G1 de T1, a fin de evitar oscilaciones parásitas en las bandas de VHF y UHF. Los devanados del transformador de salida (L7) se bobinan sobre un toroide de ferrita del tipo G.2-3/FT16, con 20 espiras para A y 4 espiras para B.

Las bandas de las frecuencias siguientes corresponden a las 6 bobinas de la etapa de entrada del circuito:

1: 30 a 100 KHz
2: 100 a 300 KHz
3: 300 a 900 KHz
4: 900 a 2700 KHz
5: 2700 a 9000 KHz
6: 9000 a 30000 KHz

49 Supervisor de alimentación

El MAX 690 de la firma Maxim es un ircuito integrado de 8 patillas diseñado ›ara agrupar la supervisión del funcionaniento de la alimentación de un ordenalor. Este circuito es capaz de realizar las ;iguientes tareas:

—Activar la entrada /RESET del micro›rocesador durante el encendido, o cuanlo ocurre un corte de corriente.

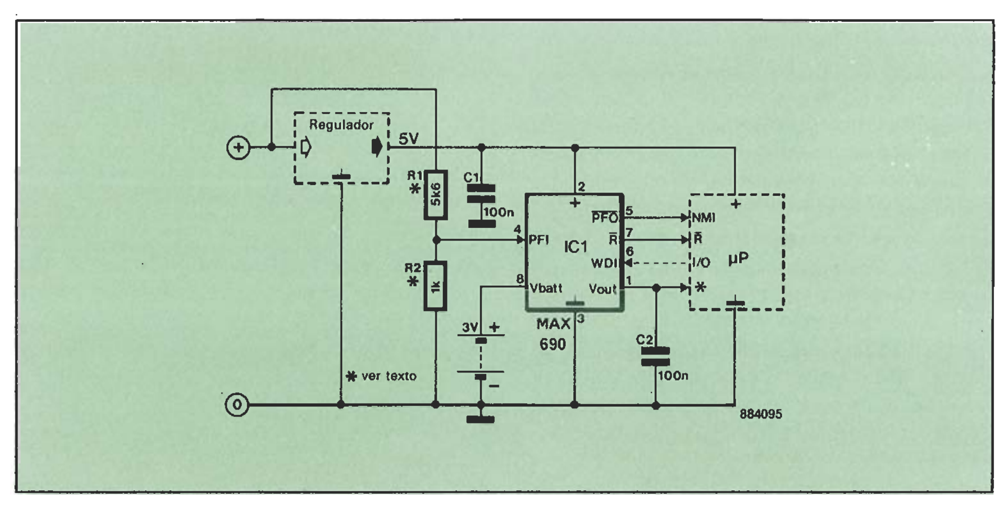
—Conmutar la alimentación de las ℩AM CMOS, u otros componentes lógi:os de bajo consumo, a la batería de sal'aguarda en caso de falta de alimenta:ión.

—Enviar un impulso /RESET si la enrada 6 («Watch Dog Input») no recibe un ›ulso de control durante un intervalo su›erior a 1,6 segundos.

—Señalar la inminencia de la desapaición de la tensión de alimentación (o de a batería de salvaguarda).

El esquema que publicamos muestra ına de las aplicaciones del MAX 690. Su ;alida /RESET está conectada directanente a la entrada del mismo nombre del nicroprocesador. Esta salida permanece ı nivel lógico bajo hasta que la tensión de ılimentación haya subido por encima de ↓,75 V durante al menos 50 ms; si la alinentación cae por debajo de 4,5 la salida ambién activa la señal /RESET.

La patilla 2, Vcc, recibe la tensión prin:ipal de alimentación, mientras que la pailla 8 está conectada a la batería de sal'aguarda. El integrado compara estas dos ensiones y conmuta la más elevada de ımbas hacia los circuitos CMOS, ya sea ℩AM o de otro tipo, conectados a la patila 1, Vout. Esta conmutación está sujeta ı una histéresis del comparador de unos ?0 mV, a fin de evitar conmutaciones intempestivas. La intensidad máxima que puede manejar esta conmutacion es de unos 100 mA.



La entrada WDI (Entrada del «perro guardián»), patilla 6, puede ser conectada a una salida de periférico del microprocesador. El temporizador interno del MAX 690 mide la duración que separa dos pulsos de control enviados por el microprocesador. Si esta duración sobrepasa 1,6 segundos, se activa la salida /RESET. Cuando se quiera prescindir de esta función, es suficiente con dejar la patilla 6 sin conectar (al aire).

La patilla 5 (/PFO, «Power Fail Output», salida de fallo de alimentación) está conectada a la entrada NMI («Non Maskable Interrupt», Interrupción no enmascarable) del microprocesador. Esta salida puede cumplir la misión de «preaviso de fallo de alimentación». Escogiendo un valor adecuado para R1, la salida /PFO se va a estado bajo algunos milisegundos antes de que la tensión de 5 V comience a bajar. Esto significa que la rutina asociada a la NMI puede ser ejecutada a tiempo para efectuar el almacenamiento de los datos importantes mientras que el ordenador todavía puede funcionar correctamente. En el esquema, la entrada 4, PFI («Power Fail Input», entrada de fallo de alimentación), está encargada de medir la tensión de entrada, no estabilizada, del regulador a través de un divisor de tensión. Con las resistencias indicadas, la salida /PFO se activa cuando la tensión no estabilizada cae por debajo de 8,25 V. Si se desea establecer el umbral en otro punto, basta con realizar el cálculo siguiente:

R1 = (Tensión mínima no estabilizada - 1,25) × R2 / 1,25.

El consumo de este circuito varía entre 4 y 10 mA, en función de la corriente de salida. Cuando la batería de retención está activada, el consumo cae a, aproximadamente, 1 μA.

50 Convertidor A/D y D/A de 8 bits

La firma Analog Devices está especili:ada en materia de convertidores analó}ico-digitales y digitales-analógicos; con a referencia AD7569 presenta un circui:o integrado, con encapsulado de 24 pa:illas, que es un sistema completo de 8 ›its sin necesidad de otros integrados. Este circuito comprende un convertidor ⁴/D (con un tiempo de conversión de 2 μs), un convertidor D/A (con un tiempo le conversión de 1 μs), una fuente de tensión de referencia y un interface paralelo que es más o menos directamente compatible con el bus de cualquier microprocesador.

Si la tensión de alimentación es asimétrica (+5 V), el rango de tensiones de entrada y de salida analógicas se extiende desde 0 a 1,25 V o de 0 a 2,5 V, según el nivel lógico aplicado a la entrada RANGE. El margen de tensión más elevado se consigue cuando esta entrada se conecta a «1». Con una tensión de alimentación simétrica, el margen de tensiones se convierte también en simétrico, cubriendo desde -1,25 a +1,25 V o de -2,5 a +2,5 V.

Sólo es necesario el decodificador de direcciones para que este doble convertidor pueda ser conectado directamente al bus de un microprocesador. En el esquema adjunto se muestra el integrado y su lógica de decodificación asociada para conexión a un Z80. Las puertas N1 a N4 de-

codifican la dirección de E/S igual a 0. Cuando IC3 es activado por el nivel lógico bajo aplicado por N4 sobre su entrada de selección /CS, el byte escrito por el microprocesador sobre el bus de datos es cargado por el convertidor y transformado en una tensión continua de valor proporcional a la magnitud de la palabra de 8 bits.

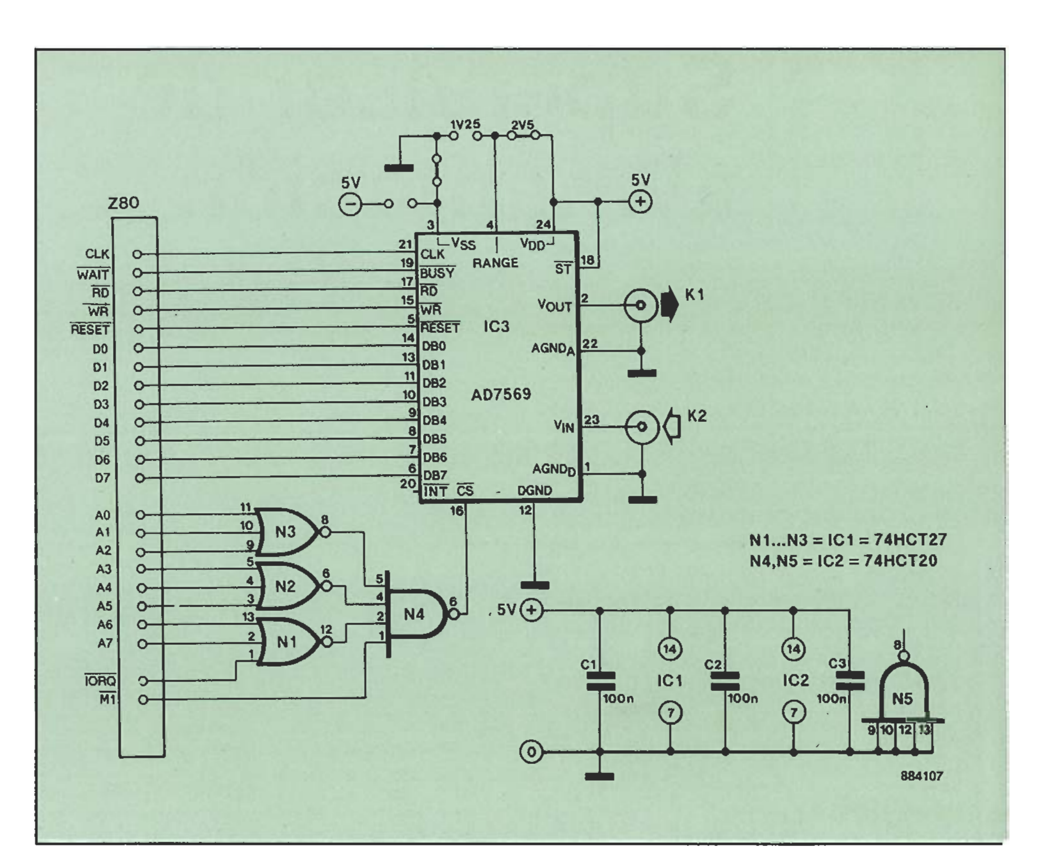
Si la operación realizada es de lectura, el convertidor comienza por lanzar la conversión analógico-digital, mientras que activa la línea /SUSY para solicitar al microprocesador que espere. Cuando esta línea vuelve a tomar el nivel alto, el ordenador puede leer el dato de 8 bits paralelo presente en el port DB del AD 7569.

Veamos un pequeño ejemplo de control del convertidor realizado en BASIC-MSX:

10 OUT 0, INP(0) : GOTO 10

Esta sencilla línea de BASIC solicita al convertidor A/D la conversión de una tensión con la instrucción INP(0), tensión que es reconvertida de nuevo al ser enviada al convertidor D/A. Difícilmente se puede imaginar un control más sencillo.

Como está realizado en tecnología CMOS, el integrado no consume apenas más que una docena de miliamperios.

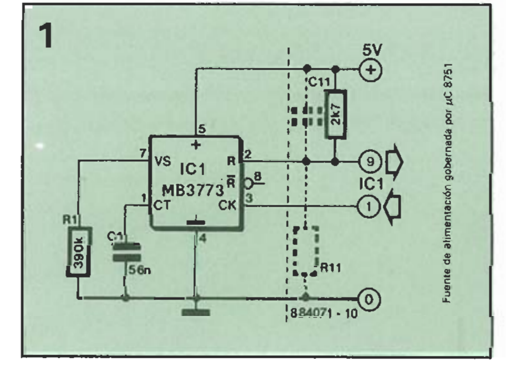


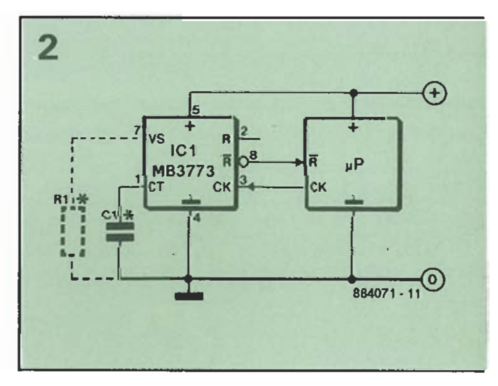


Supervisor de µP

Según un principio básico, derivado de las leyes de Murphy, un sistema de microprocesador funciona... mientras funciona. Cuando el programa sigue su curso normal, y el programa está adecuadamente construido y depurado de fallos o bucles sin fin, todo marcha bien. Sin embargo siempre existe alguna extraña e insospechada causa que puede provocar que el sistema deje de funcionar correctamente. En equipos que están permanentemente en marcha, y sin supervisión directa de un operador, hay que disponer de un sistema que vuelva a meter en vereda el programa. Estos dispositivos reciben el nombre de «watchdog» (literalmente «perro guardián») y deben supervisar toda una serie de situaciones que pueden provocar, o son efecto, de un mal funcionamiento del sistema.

El MB3773 de Fujitsu es un circuito integrado de 8 patillas capaz de cumplir una serie de funciones extremadamente útiles en un sistema de microprocesador (o microcontrolador): emitir una señal de puesta a cero (reset) bajo diversas circunstancias; el integrado es capaz de supervisar circunstancias tan dispares como: la puesta en marcha de la alimentación; la caída de ésta por debajo de un cierto umbral; la pérdida de control del programa. Los diagramas de la figura 3 permiten



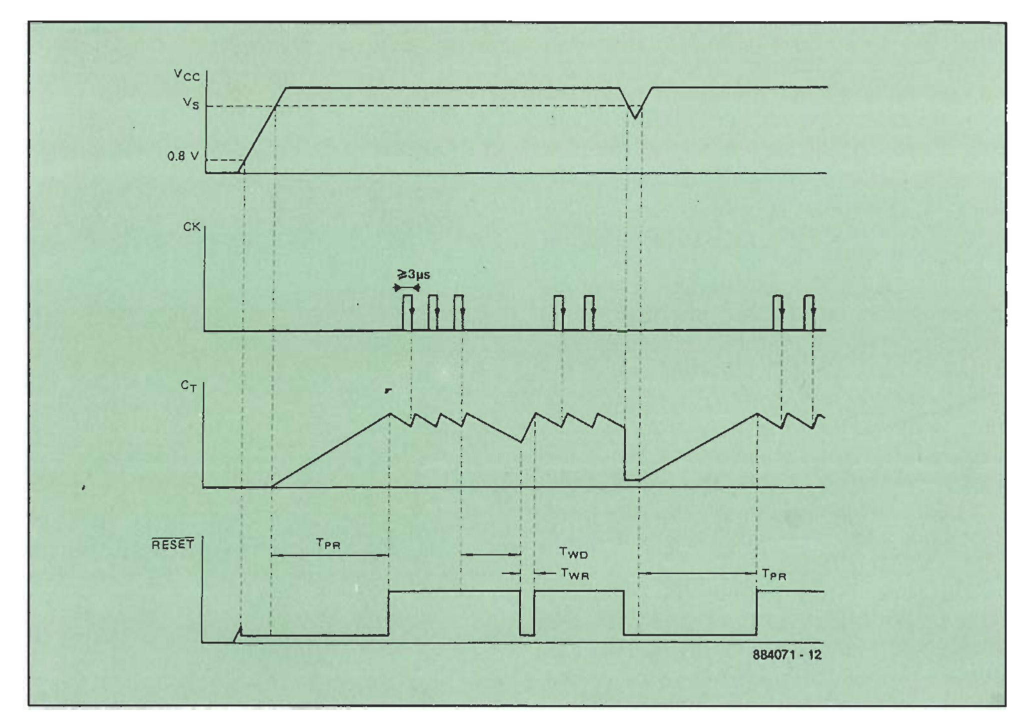


comprender mejor la simplicidad del esquema de la figura 1. Las dos curvas superiores de la figura muestran la evolución de las señales que son vigiladas por IC1: 1) la tensión de alimentación, y 2) un impulso periódico (o mejor dicho, que se repite dentro de un cierto período) generado por el programa (a través, por ejemplo, de un puerto paralelo). El origen de todas las curvas es el momento de encendido, es decir, la aplicación de la tensión de alimentación al sistema. IC1 comienza por esperar a que la tensión de alimentación sobrepase un cierto umbral. En ausencia de R1, el umbral de la tensión de alimentación está fijado en 4,2 V. Mediante la colocación de R1 es posible aumentar el punto de dicho umbral; con un valor de R1 = 390 KΩ, el umbral es de unos 4,7 V. Una vez que el nivel de la tensión de alimentación es correcto, C1 comienza a cargarse, y mientras tanto la salida de Reset permanece activa. El tiempo que tarda en cargarse el condensador viene determinado por la fórmula: Tpr = 1000 × C1 (en segundos). Una vez que el condensador ha alcanzado un cierto nivel de carga, la salida de inicialización se desactiva, y el microprocesador puede comenzar a trabajar.

A partir de este instante, y mientras que el procesador genere en la entrada CK una señal periódica (espaciada con una duración inferior a Twd = 100 × C1 ¡segundos¿) el sistema funciona normalmente. Si la señal en la entrada CK tarda

más de este periodo (Twd) en llegar, esto indica que el programa ha perdido control y no ejecuta normalmente; para remediar esto, el MB3773 genera un impulso de inicialización (con una duración Twr = 20 × C1 ¡s¿), que permite que el procesador vuelva a ejecutar el programa. Asimismo, si la tensión de alimentación cae por debajo del umbral fijado, el integrado procede a una reinicialización del procesador, lo que evita situaciones potencialmente peligrosas.

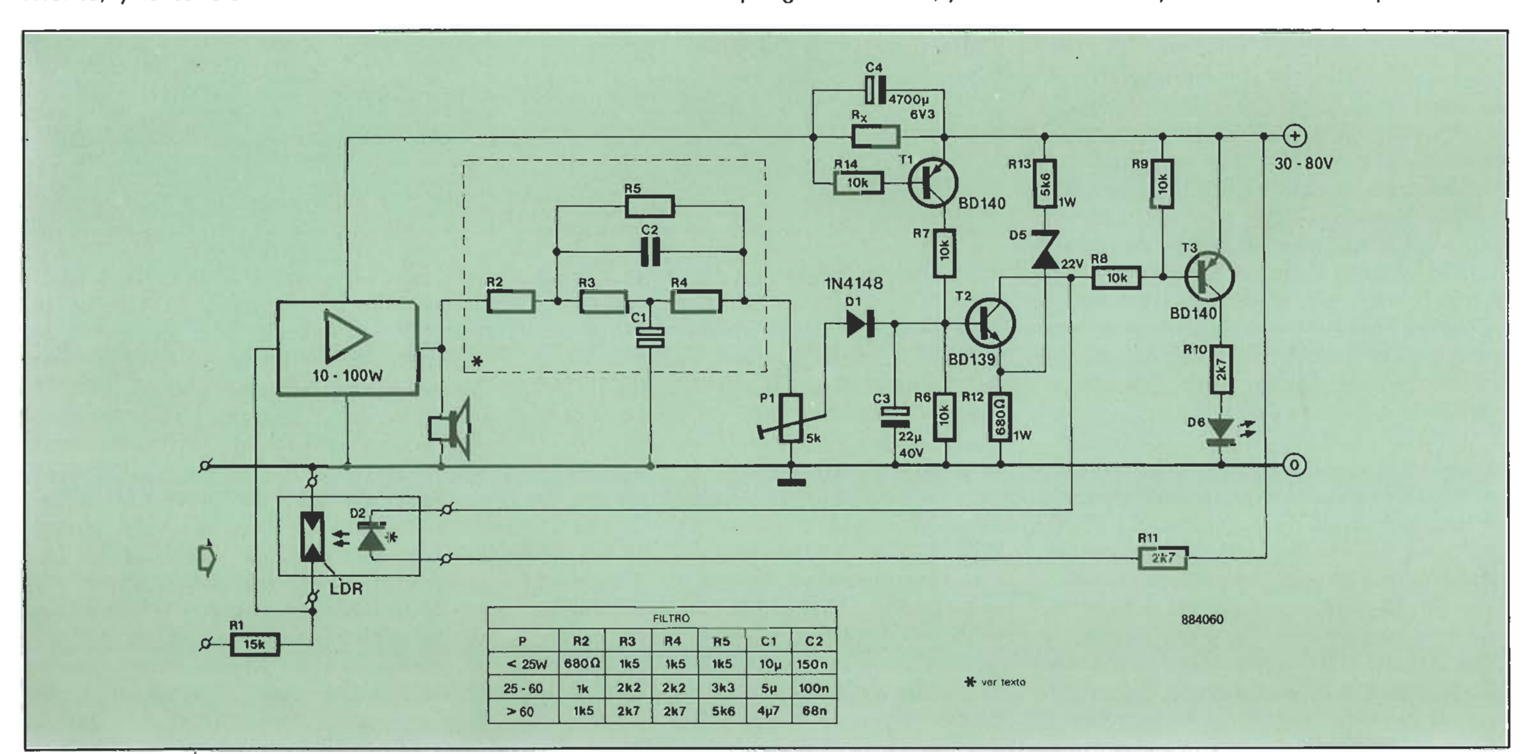
La «fuente de alimentación gobernada por microcontrolador» publicada en Elektor números 105, 106 y 107 (febrero, marzo y abril de 1989) es una de las aplicaciones de este circuito que vienen rápidamente a la cabeza. Para la adaptación, se sustituye la red RC (R11/C11) de puesta a cero de dicha alimentación por el MB3773 implantado según el esquema de la figura 2. Se sustituye el C11 original por una resistencia de 2K7. La señal disponible en la salida P1.0 realizará la función de señal CK para el NB3773.



52 Limitador automático de nivel

Un circuito como éste puede ser calificado de protección para amplificadores, o más exactamente, para altavoces. Su misión es la de limitar la potencia de amplificador (de entre 10 y 100 W) tomando en consideración la tensión de salida, la frecuencia de la señal BF, el consumo de corriente, y la tensión de alimentación. El valor exacto de los parámetros indicados dependerá desde luego del tipo de amplificador empleado. La medida de la corriente consumida por el amplificador se realiza por medio de la resistencia Rx. Hace falta una caída de tensión sobre esta resistencia de al menos 0,56 V para que el transistor T1 se ponga a conducir, y active por tanto la limitación. No es necesario intervenir sobre el amplificador, ya que basta con reducir el nivel de la señal de entrada. Esto se realiza por medio de una fotorresistencia (LDR) acoplada con un led del cual se controla la intensidad de iluminación.

En el esquema se observa que a la sa-



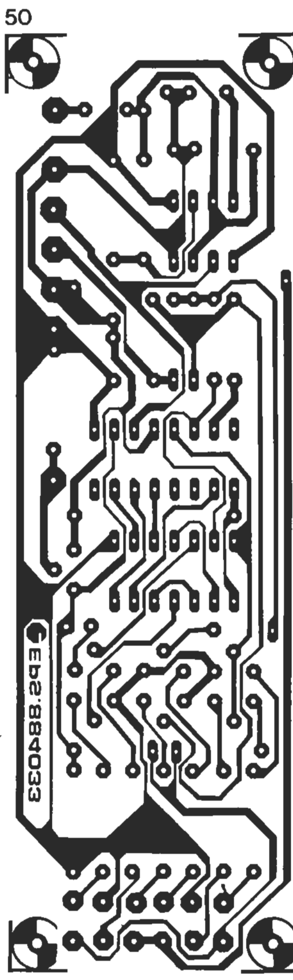
FILTRO						
P	R2	R3	R4	R5	C1	C2
< 25W	680Ω	1k5	1k5	1k5	10µ	150n
25 - 60	1k	2k2	2k2	3k3	5µ	100n
> 60	1k5	2k7	2k7	5k6	4µ7	68n

Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INE-LECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).

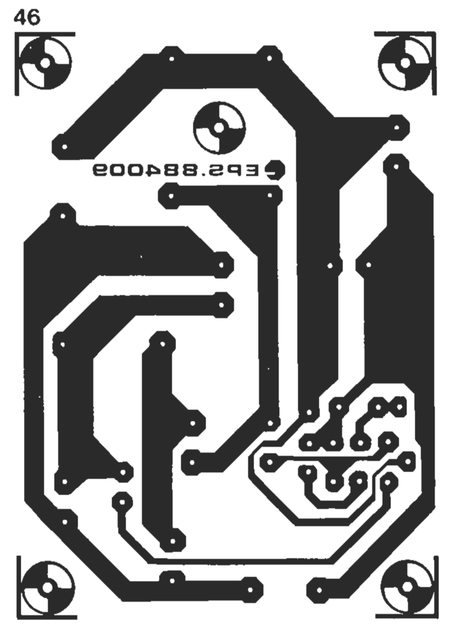
73

EPS 884033 Control de semáforo tricolor

50

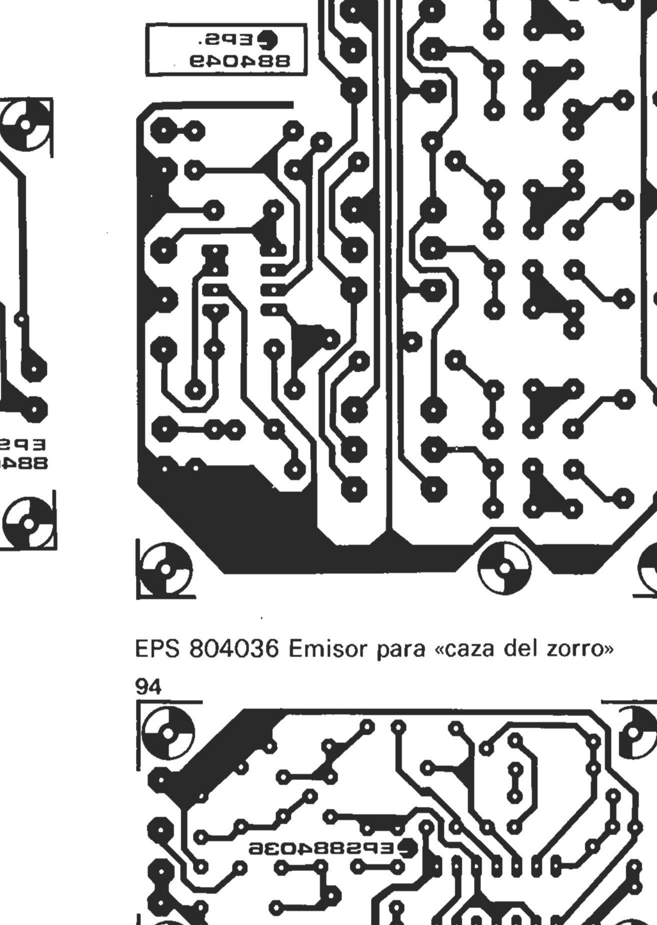


46



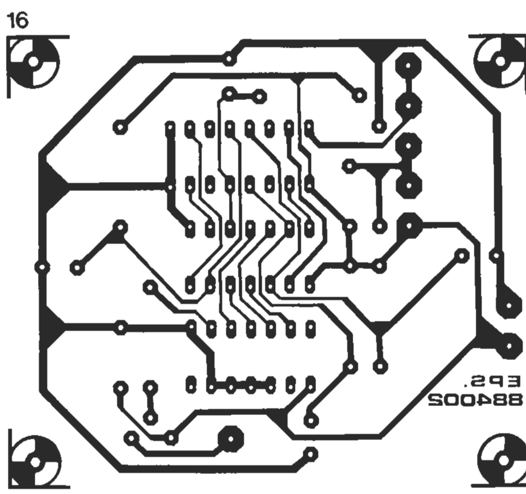
EPS 884009 Convertidor 6/12 V

69



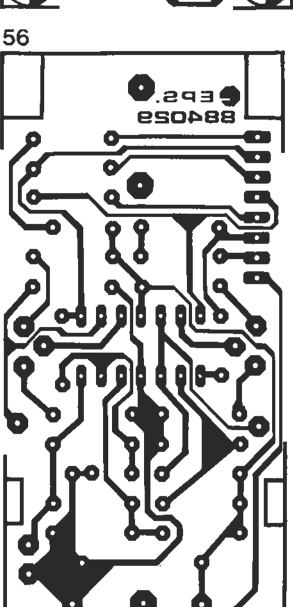
EPS 804036 Emisor para «caza del zorro»

16



EPS 884002 Alarma para accesorios del automóvil

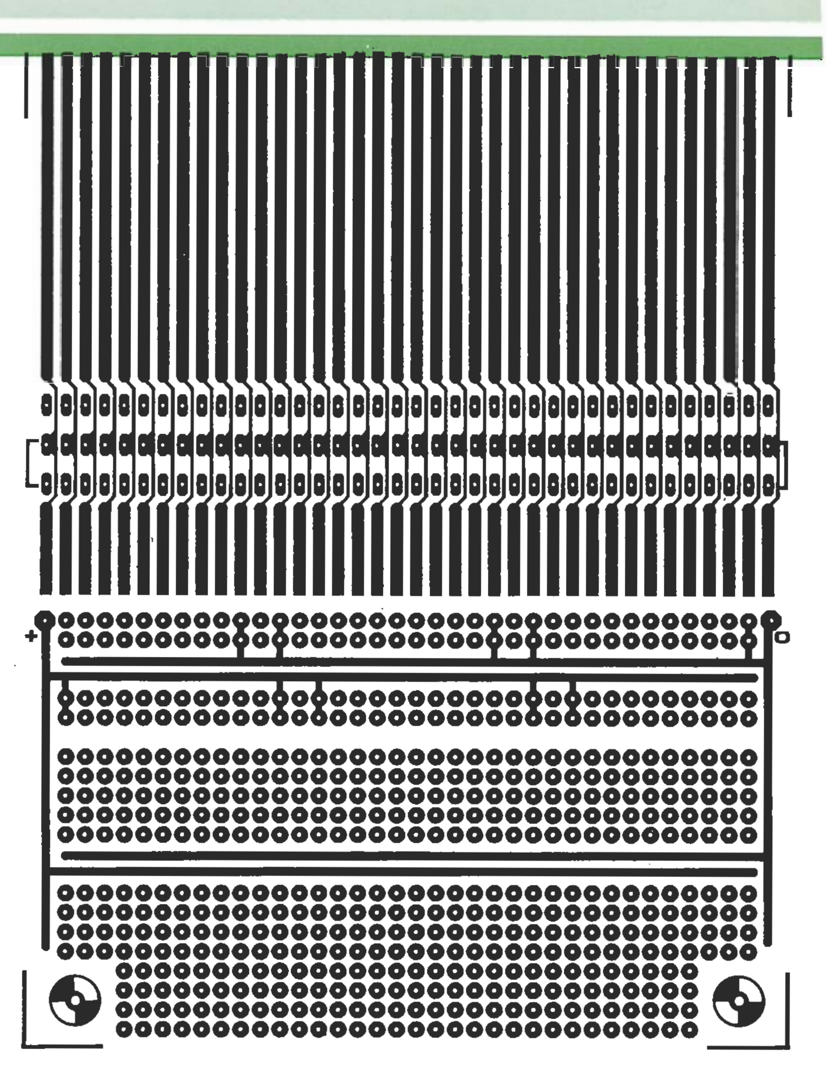
56

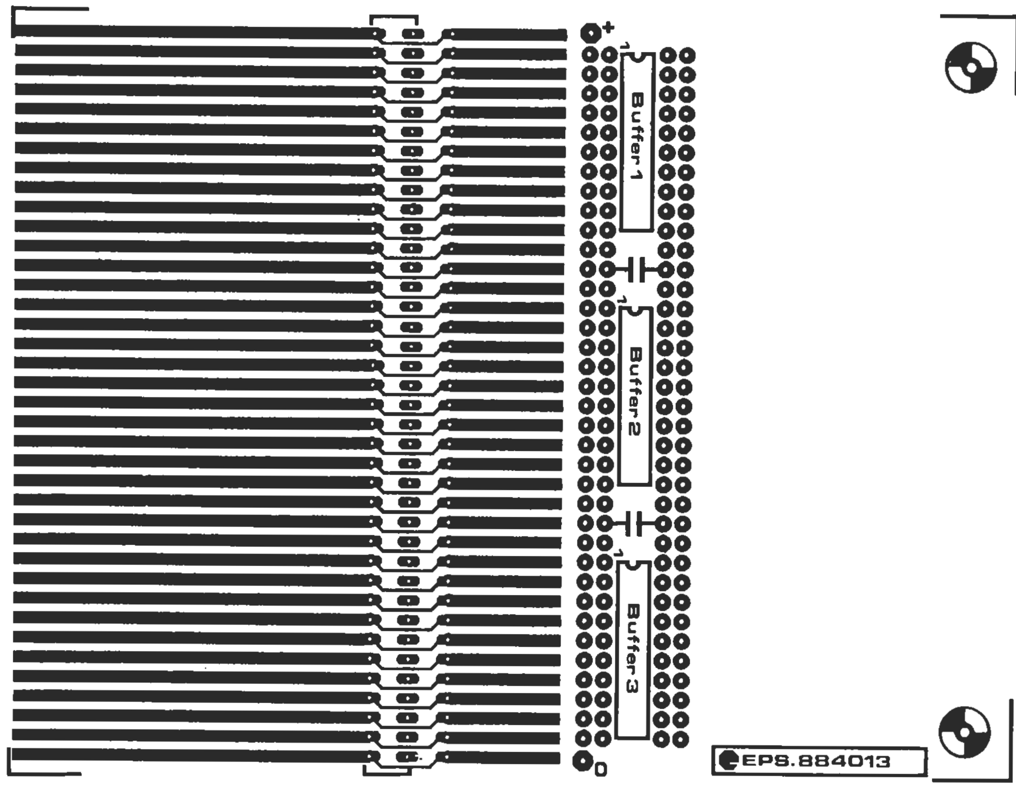


EPS 884029 Comprobador de continuidad

94

EPS

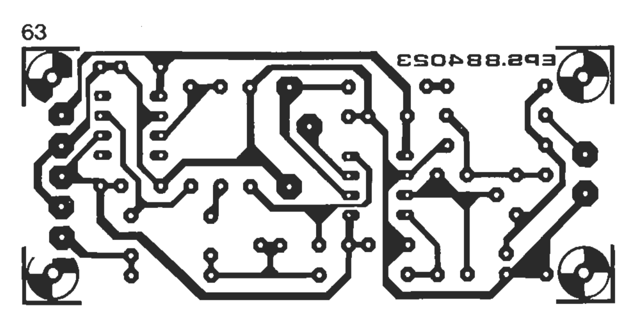




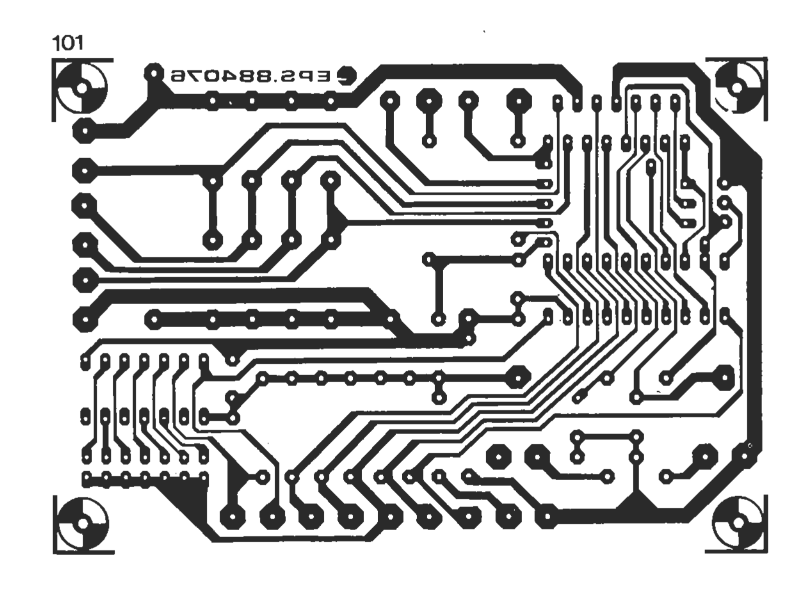
EPS

EPS 804023 Control automático de volumen

63

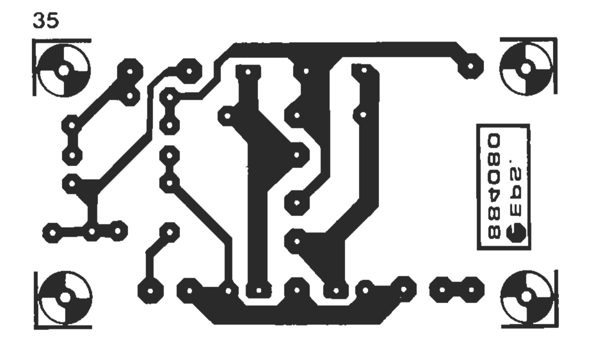


31



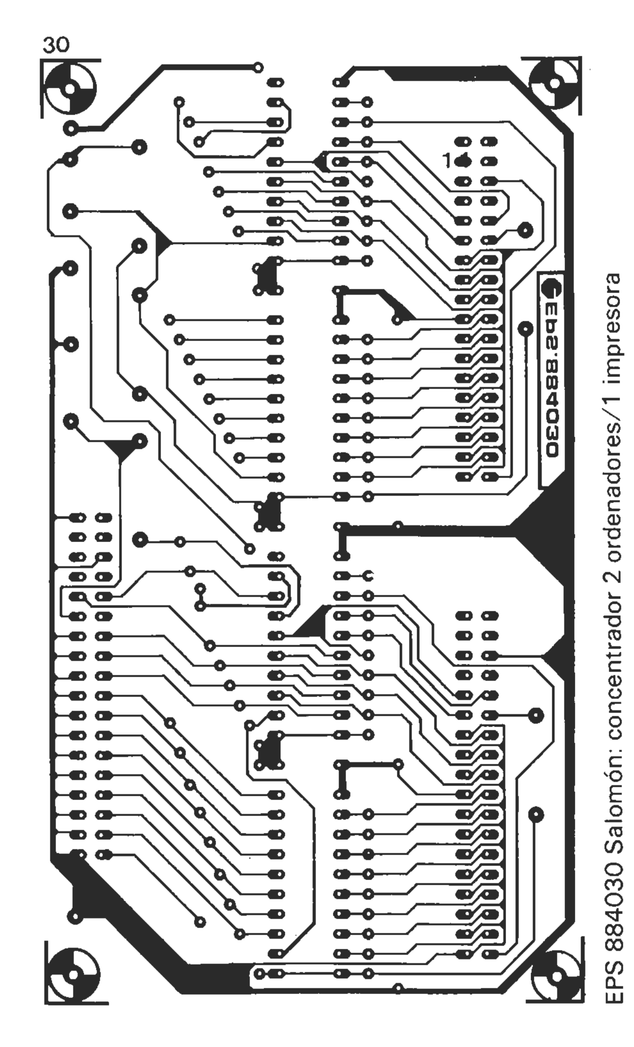
EPS 884054 Generador de calibración modulado en amplitud

35



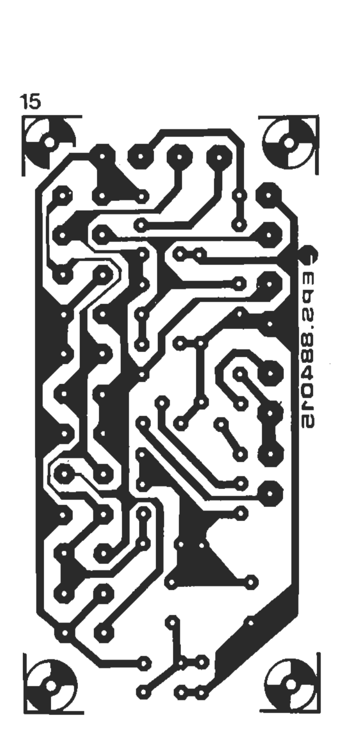
101

30

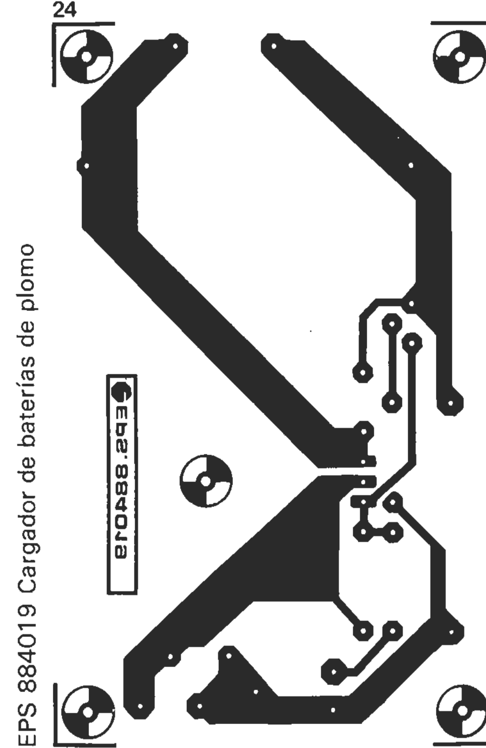


EPS 884030 Salomón: concentrador 2 ordenadores/1 impresora

15



24



EPS 884019 Cargador de baterías de plomo

lida del amplificador, en paralelo con el altavoz (o los altavoces) hemos instalado un filtro de tal forma que el circuito de limitación pueda ser activado con las frecuencias más altas o las más bajas del espectro (conforme a las normas DIN 45573): se obtiene así una protección específica para el altavoz de graves (woofer) y para el de agudos (tweter). El umbral de sensibilidad de esta limitación se puede fijar mediante P1. La polarización del emisor de T2, mediante la red formada por D5 y R13, depende directamente de la tensión de alimentación del amplificador. La reducción de la tensión provocada por un aumento de la corriente del amplificador repercute por tanto sobre T2 (a través de D5). Para que este transistor se ponga en conducción hace falta que la tensión de umbral de 0,6 entre su emisor y su base sea alcanzada y superada. Cuando T2 se entra en conducción, por cualquiera de las tres posibles causas que controla el circuito, el led D2 se enciende, reduciendo la resistencia de la LDR. Para indicar que el circuito de limitación ha entrado en funcionamiento, se ilumina el led D6. Una vez que la luminosidad de D2 alcanza su nivel máximo, el ajuste de volumen del amplificador se vuelve inoperante, ya que el circuito de limitación mantiene la LDR con una resistencia mínima. Junto con R1, esta fotorresistencia forma un divisor de tensión colocado en la entrada del amplificador. La atenuación más grande que se obtiene con un solo led es de unos 15 dB. Conectando otro u otros dos led en serie con D2 se pueden obtener atenuaciones de 20 y 23 dB. Alterando el valor de R1 se puede aumentar o disminuir la atenuación. Si no se desea suprimir más que los picos de señal sea cual sea su frecuencia, se puede suprimir el filtro de forma que la señal llegue directamente a P1. El acoplamiento fotorresistencial/led deberá ser montado en una caja estanca a la luz (en nuestro prototipo hemos utilizado la caja de plástico negro de una película fotográfica de 24 × 35). Este sistema no adolece de los problemas de acoplo que se presentan en los circuitos con los FET como elemento atenuador, y el nivel de distorsión es despreciable. Sin embargo están caracterizados por una inercia que es del orden de una centena de milisegundos, lo que no es depreciable.

El circuito, incluidos los led, consume unos 35 mA con una alimentación de 40 V.



Control de potenciómetro electrónico

El artículo «potenciómetros electrónicos» publicado en Elektor N.º 94, Marzo 1988, ha despertado, en su época, numerosas reacciones de los lectores. En este artículo se describían varios métodos posibles para la realización de potenciómetros electrónicos, y se daba incluso un esquema que podía ser controlado por un microprocesador. En esta ocasión vamos a descender de nivel, y describiremos la electrónica, discreta, de control de un potenciómetro de este tipo.

Dos pulsadores constituyeron los órganos de control de sendos osciladores basados en puertas NAND tipo trigger Schimitt, N1 y N3. Una acción breve sobre S1 o S2 genera un único pulso. Asociados a los osciladores, las puertas N1...N6 trasmiten a los contadores IC3 e IC4 montados en cascada las señales de reloj generadas así como el sentido de cuenta (UP o DOWN). Los 6 bits de mayor peso presentes en las salidas de los dos contadores se aplican a las entradas de control

correspondientes de los multiplexores analógicos del potenciómetro electrónico descrito en la figura 3 de dicho artículo. El contenido de la cadena de contadores, y en consecuencia el factor de atenuación del potenciómetro, puede variar entre 0 y 255. Como se ha indicado anteriormente, el potenciómetro no utiliza más que los 6 bits de mayor peso. Para evitar que se sobrepase los límites, tanto máximo como mínimo, del contador (lo que acarrearía saltos de volumen de cero al valor máximo) las salidas del acarreo («Carry Out») de los dos contadores están interconectadas por medio de R7 y D1, que constituyen una puerta OR, antes de ser conectadas a la patilla 6 de N6. Cuando se alcanza un valor límite (ya sea máximo o mínimo), N6 bloquea todo pulso posterior. Evidentemente, resulta posible continuar la cuenta en sentido inverso. S3 permite colocar el valor de la cadena de contadores, es decir el volumen, a cero.

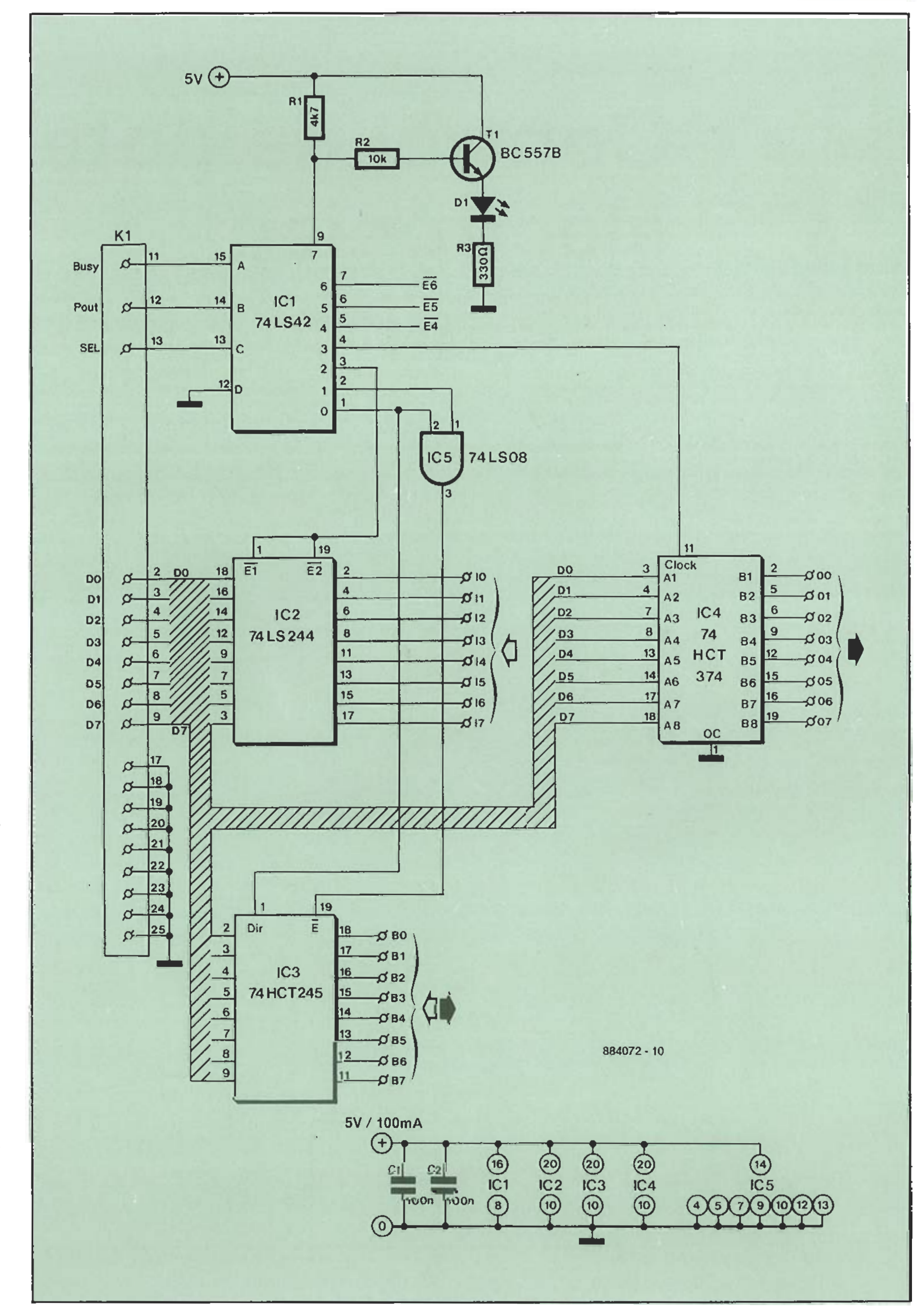
Desde luego el control del «potenciómetro electrónico» no es la única aplicación de este circuito; también se puede emplear, por ejemplo, para efectuar la programación de un valor digital de referencia en un sistema basado en microprocesador.

54 Extensión de entradas/salidas para el Amiga 500

Debido a sus posibilidades de expansión de todo tipo que es capaz de admitir, el Amiga de Commodore tiene una reputación como ordenador abierto al mundo exterior. Tomemos por ejemplo el Amiga 500: este ordenador dispone de al menos 12 dispositivos de conexión (conectores y soportes). Sin embargo también se encuentra uno con límites lamentables para el empleo de estas posibilidades de extensión. La utilización del conector serie en combinación con circuitos TTL resulta problemática, en función de los niveles lógicos ±12 V que están disponibles. La utilización del conector de 86 patillas que incorpora este ordenador es compleja y arriesgada, ya que no existe ningún tipo de búffer en las líneas de conexión hacia las numerosas señales internas. En estas condiciones, el conector paralelo constituye la única puerta de acceso sin restricciones; gracias al circuito propuesto, es posible extender la capacidad de este conector hasta un máximo de 56 líneas de Entrada/Salida, lo que permite la realización de un port bi-direccional.

Este circuito ha sido diseñado originalmente para el Amiga 500; por ello no ha sido probado en la práctica ni sobre el modelo 1000 ni sobre el 2000, aunque todo hace pensar que probablemente funcionará también con estos modelos.

Las líneas de salida BUSY, Pout y SEL del conector paralelo pueden ser programadas para suministrar un código de selección de dirección de tres bits, código que se aplica al decodificador binario IC1. El óctuple búffer IC2 constituye una puerta de entrada en la dirección 2, el registro IC4 una puerta de salida en la dirección 3 y el óctuple emisor-receptor de bus IC3 una puerta bidireccional en la dirección 0 (lectura, es decir entrada) y 1 (salida = escritura). Las tres direcciones restantes (líneas /E4, /E5 y /E6) pueden ser utilizadas para la selección de 3 × 8 = 24 líneas de E/S suplementarias. La línea 7 de IC1 no sirve para la selección de un port de entrada o de salida; por el contrario esta salida se emplea para el control del led READY, D1, que indica que no etá siendo direccionado ninguno de los puer-



tos de extensión E/S. Conviene no olvidar que IC3 no es un registro (latch), lo que significa que sólo puede suministrar datos de salida mientras que está siendo direccionado por el ordenador. Por el contrario el port de salida IC4 si dispone de función de registro, de manera que los datos escritos en él permanecen estables una vez escritos, hasta que sean cambiados de nuevo bajo control del ordenador.

El pequeño programa mostrado en la tabla 1 puede servir de modelo para la realización del programa de funcionamiento de la extensión E/S. Veamos un ejemplo práctico de la utilización de las rutinas:

La instrucción

a=1 : n=123 : GOSUB Wr<CR>

envía el dato 123 (decimal) hacia IC3, que actúa como port de salida.

La instrucción:

a=2 : GOSUB Rd : PRINT n<CR>

implica la lectura del dato enviado a IC3 y produce la visualización del mismo en la pantalla. Sólo es necesaria una única llamada a la rutina Init colocada cerca del principio del programa. Un par de notas más sobre el circuito. No se debe escribir nunca sobre un port de entrada. La extensión E/S deberá ser dotada de su propia fuente de alimentación de 5 V.

Tabla 1

```
Init:                              ;Llamar una vez tras el encendido
     POKE 12571136&,199            ;BUSY, Pout y SEL = bits de salida
     POKE 12570624&,255            ;selecciona dirección 7 (enciende READY)
     POKE 12575489&,0              ;Coloca port como entrada
RETURN

Rd:                       ;Carga contenido de la dirección 'a' en variable 'n'
     POKE 12575489&,0              ;coloca port como entrada
     POKE 12570624&,248+a          ;selecciona dirección 'a'
     n=PEEK (12574977&)            ;lee valor
POKE 12570624&,255                 ;enciende led READY
RETURN

Wr:                       ;almacena variable 'n' en la dirección 'a'
     POKE 12570624&,248+a          ;selecciona dirección 'a'
     POKE 12575489&,255            ;coloca port como salida
POKE 12574977&,n                   ;escribe valor
POKE 12570624&,255                 ;enciende led READY
RETURN
```



Secuencia de conmutación temporizada

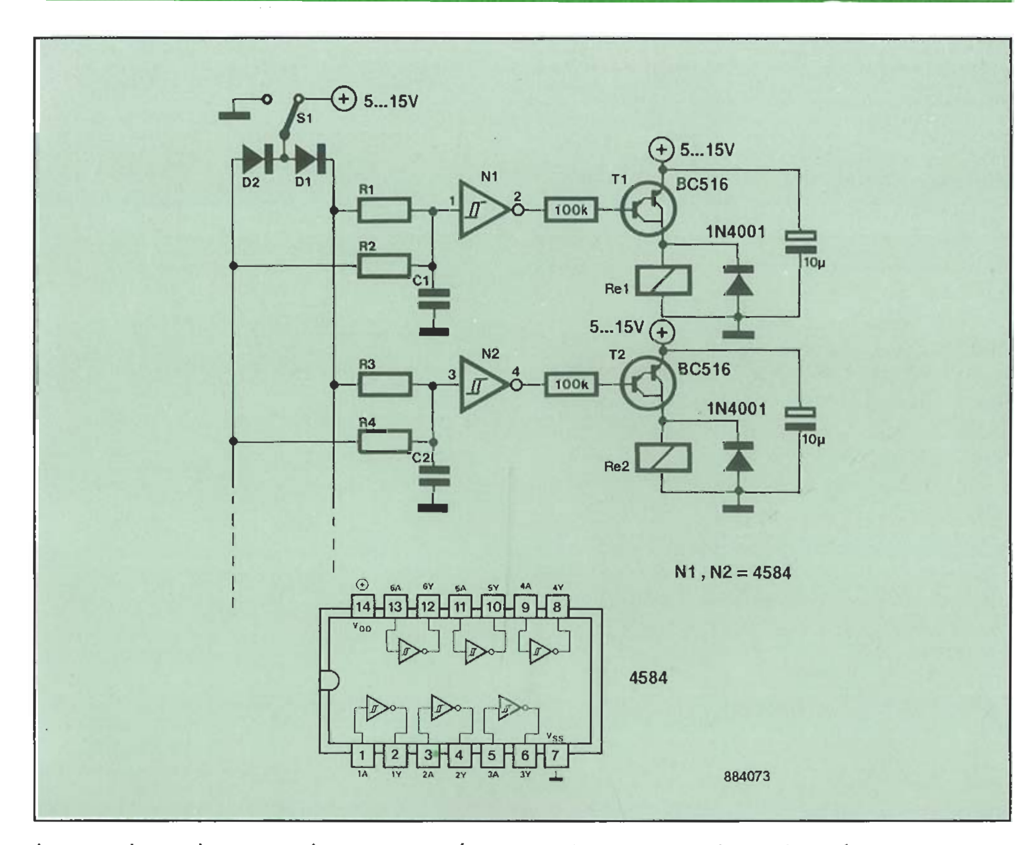
Realizar una secuencia de conmutación temporizada de un número de relés teóricamente ilimitado no parece a primera vista un asunto sencillo; sin embargo no hay más que hechar un vistazo al esquema indicado para comprobar que las apariencias pueden engañar fácilmente.

Como resulta evidente (pero hay que caer en ello) la solución es el empleo de redes RC, que por otra parte funcionan muy bien. En el esquema no se ha representado más que dos, pero nada impide conectar muchas más según el mismo principio. La precisión de este circuito no es desde luego la que se obtendría con un cristal de cuarzo y divisores, pero está lejos de ser catastrófica, además de ser mucho más barata.

El dispositivo de control de todos los relés es S1. Cuando el contacto central de este inversor se coloca hacia la línea de alimentación positiva, se carga un condensador (C1, C2...Cn) a través del diodo D1 y de la resistencia R1 (R3, R5...Rn+1). Una vez que la tensión en bornas de dicho condensador alcanza el umbral de conmutación del inversor, con entrada trigger Schmitt, el relé correspondiente se excita a través de un transistor Darlington. Según el valor de los componentes R y C, la duración de la carga es más o menos larga, con lo cual se puede obtener un desfase entre la excitación sucesiva de los diferentes relés.

Cuando S1 vuelve a su posición inicial, los condensadores se descargan más o menos rápidamente a través de D2 y las resistencias R2, R4...Rn, cuyos valores pueden ser enteramente distintos de los de R1, R3... Se obtiene así una secuencia de reposo diferente de la de excitación; y todo ello usando nada más que componentes muy corrientes.

La tensión de alimentación del montaje debe estar comprendida entre 5 y 15 V. Es importante que esta tensión sea escogida en función de la tensión de excita-



ción de los relés, y ligeramente superior a ella. Los transistores BC516 pueden conmutar hasta 400 mA, aunque en la práctica es preferible no sobrepasar una corriente de unos 200 mA. El valor de las resistencias de carga (R1, R3...) así como el de la de descarga (R2, R4...Rn) deberá estar comprendido entre 1 KΩ y 10 MΩ, y el de los condensadores entre 0 pF (!) y 100 μF. No intente conseguir retardos superiores a (10 MΩ × 100 μF=) 1000 segundos; la corriente de fugas de los condensadores de alta capacidad resulta tan elevada que estos no llegarán a cargarse jamás.

Escoja los grupos RC de forma que haya siempre un retardo de al menos 0,1 segundos entre las constantes de tiempo.



Atenuador luminoso con interface para μP

El número extra de verano incorpora cada año su contingente de reguladores luminosos, a ser posible sensibles al tacto, y en cada uno de ellos se trata de introducir una variación inédita. Este año, increíble pero cierto, presentamos el primer regulador luminoso por teclas sensibles al tacto y con interface para ordenador. La presencia de este montaje en el presente número justifica por sí misma el precio exorbitante que ha pagado (NR: Según la opinión del diseñador del mismo).

El circuito integrado LS7331 (o 7332) está controlado bien por una de las dos teclas, o bien por el ordenador (no representado en el esquema). Para proteger tanto al ordenador como a su usuario al resguardo de cualquier posible descarga eléctrica, el ordenador está aislado del regulador por medio de fotoacopladores.

Si la presión sobre una de las teclas sensitivas dura entre 39 y 399 ms (no hace falta cronometrar, es la duración de una breve pulsación) la lámpara se ilumina. Según el circuito integrado empleado, la lámpara adoptará bien sea la luminosidad máxima (LS7331), bien sea el último nivel de graduación programado (LS7332). Si se vuelve a pulsar brevemente la tecla, la lámpara se apaga. Si la duración del contacto es superior a 399 ms, el circuito integrado controla la graduación de la luz desde la intensidad máxima a la extinción total, y luego a la inversa. La intensidad programada en el momento en que se interrumpe el contacto con la tecla sensitiva permanece estable y memorizado hasta el próximo apagado (o hasta que se corta la tensión de red).

Dentro del circuito, un bucle de enganche de fase asegura la sincronización total entre las operaciones de regulación y la frecuencia de la tensión alterna de red. La tecla sensible número 2 tiene la misma función que la número 1, excepto que está especialmente diseñada para longitudes de cable de gran extensión. La entrada A permite el control del circuito con ayuda de una línea periférica de ordena-

dor mientras que las salidas B, C y D permiten que el ordenador conozca (si es necesario) el estado del circuito integrado regulador. Para ello, éste dispone de tres líneas sobre las cuales coloca un nivel lógico para indicar la ausencia de tensión de regulación, la abertura mínima del ángulo de control de fase, y el estado de la regulación (activa o no).

El funcionamiento del circuito es relativamente simple, pero por ello no conviene perder de vista ciertos detalles. La red formada por D1, D2, R1, R2, C2 y C3 alimenta el circuito integrado mediante una tensión de 15 V, mientras que el condensador C7 garantiza que el circuito continuará alimentado incluso cuando, con una carga relativamente baja (menor de 25 W), el ángulo de desfase es grande. No pretenda sustituir el montaje en serie de R/ y R7 y de R15 y R16 por dos resistencias únicas, salvo en el caso de que la resistencia única sea capaz de soportar una tensión superior a 220 V. Si se utilizan otros fotoacopladores diferentes de los que se indican, habrá que retocar el valor de R9, R10 y R11. Su valor no debe ser, bajo ningún concepto, inferior a 680 Ω, ya que en caso contrario la tensión de IC1 descenderá.

La tensión de alimentación (+5 V) de los fotoacopladores deberá ser tomada del ordenador. Como en el caso de todo montaje que está unido directamente a la red, la colocación en una caja (de plástico) deberá ser realizada con el mayor cuidado. Ninguna masa metálica conductora debe quedar accesible. El paso entre pistas debe ser de al menos 6 mm.



Emisor para «caza del zorro»

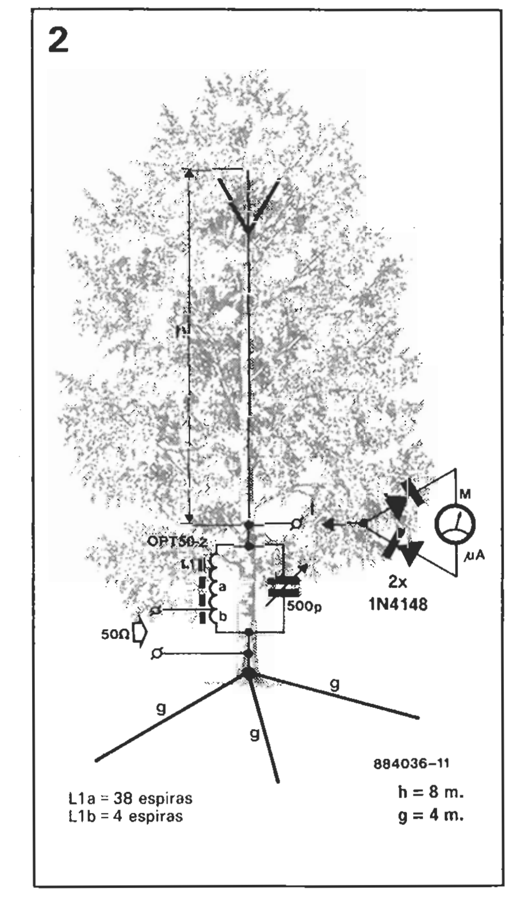
La «caza del zorro» es uno de los entretenimientos favoritos de numerosos clubes de radioaficionados. Su objetivo consiste en localizar, con ayuda de receptores dotados de antena direccional, un emisor escondido en un lugar cualquiera, en medio de un bosque, tras una casa, etc. Basándose en las variaciones de nivel de la señal recibida, el «cazador» intenta localizar al «zorro» (que permanece inmóvil). La función de «zorro» está reservada a una persona que disponga de la correspondiente licencia de radioaficionado.

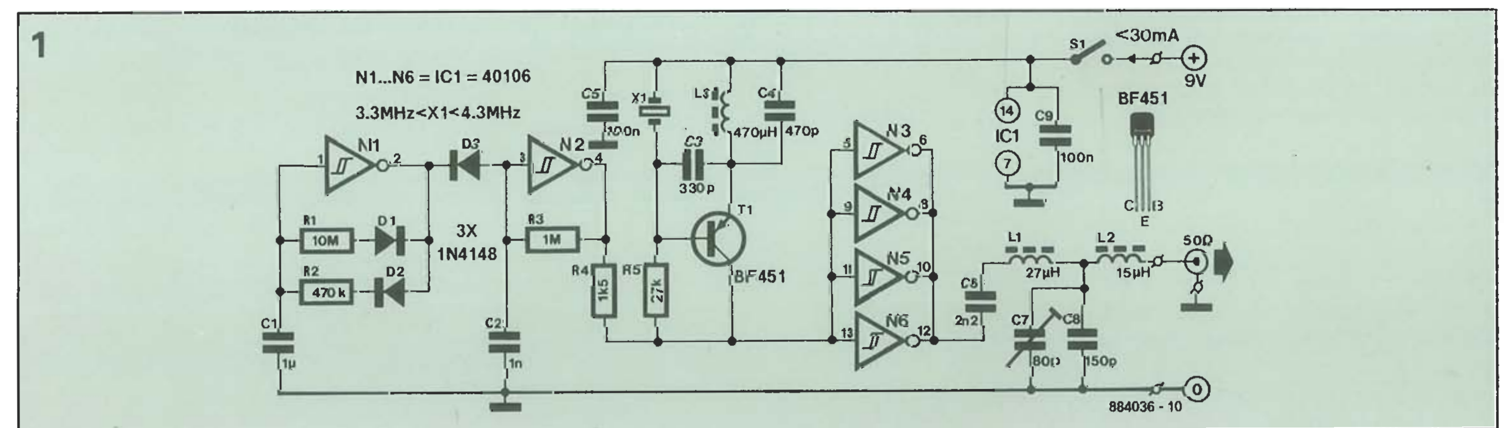
El emisor miniatura que proponemos puede emitir un código en la banda de 80 m. Debido a la pequeña potencia de emisión basta una pila de 9 voltios para su alimentación. El circuito no presenta ninguna complicación. La puerta N1 y sus componentes asociados constituye un oscilador que genera una señal cuadrada cuyo factor de trabajo (relación salida alta/salida baja) es aproximadamente del 5 %. Cuando la salida de N1 se encuentra a nivel alto, es decir durante 1/20 del tiempo, el oscilador basado en N2 puede entrar en funcionamiento. El resultado de este proceso es una salva que presenta una frecuencia aproximada de 1 KHz. Para reducir esta frecuencia se puede aumentar el valor de C2 (y eventualmente el de C1). Esta salva, modula a su vez la amplitud de la señal suministrada por un generador de RF realizado en torno a un cristal de cuarzo cuya frecuencia fundamental esté comprendida entre 3,3 y 4,3 MHz. Si la salida de N2 se encuentra a nivel bajo, el oscilador de cuarzo arranca, generando la portadora.

Tras haber sido amplificada por medio de las puertas inversoras Schmitt trigger N3...N6, y haber pasado por un filtro LC que se encarga de eliminar todos los armónicos indeseables, la salva modulada en amplitud se envía a la antena. Tal como está realizado el esquema, el emisor posee una potencia de unos 200 mW.

Para el ajuste del «zorro» hace falta disponer de un pequeño circuito auxiliar: un vúmetro asociado a dos diodos 1N4148 sirve de indicador de sintonía. Para efectuar el ajuste de la posición de C7, el único elemento ajustable del circuito, se conecta a la salida del emisor una carga óhmica de 50 Ω. Se engancha el indicador indicado anteriormente a la salida, es decir, en el extremo de L2, y se busca la posición de C7 que produce la máxima indicación del vúmetro. Una vez encontrada esta posición, el emisor está listo para trabajar.

Para poder funcionar, el emisor necesita, evidentemente, una antena de emi-





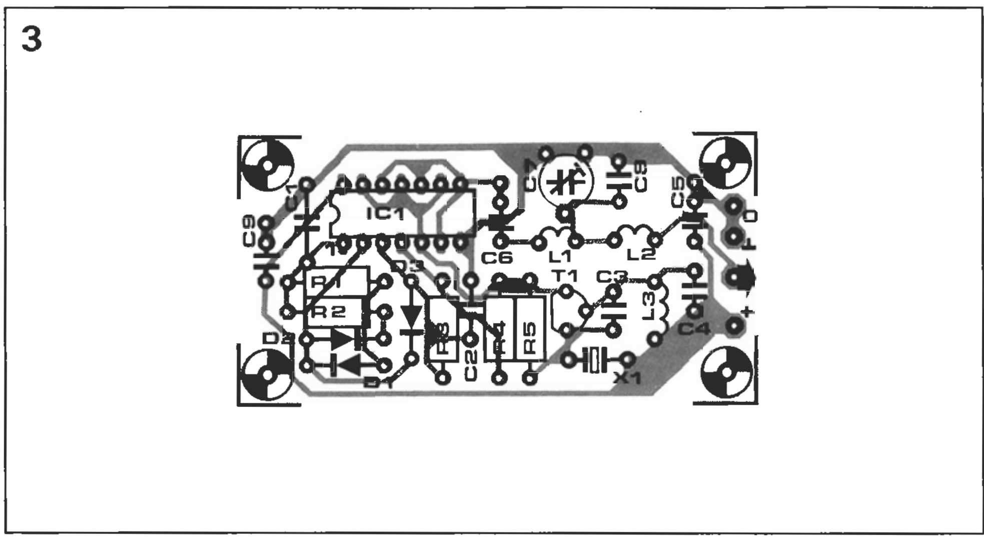
Lista de componentes:

Condensadores:
R1 = 10 M
R2 = 470 k
R3 = 1 M
R4 = 1k5
R5 = 27 k

Condensadores:
C1 = 1 μMKT
C2 = 1 n
C3 = 330 p
C4 = 470 p
C5, C9 = 100 n
C6 = 2n2
C7 = ajustable 80 p
C8 = 150 p

Semiconductores:
D1...D3 = 1N4148
T1 = BF 451
IC1 = 40106

Varios:
L1 = 27 μH
L2 = 15 μH
L3 = 470 μH
S1 = interruptor
X1 = cristal de cuarzo con frecuencia fundamental comprendida entre 3,3 y 4,3 MHz



sión, antena que es fácil de realizar. La figura 2 da un ejemplo de construcción, que tiene además la ventaja importante de ser fácilmente camuflable. El hilo (o varilla) de la antena propiamente dicha, con una longitud de unos 8 metros, se coloca verticalmente, paralela al (es decir a lo largo del) tronco de un árbol, lo que ayuda a su camuflaje al tiempo que ofrece una buena protección contra el viento. En el extremo inferior de la antena se conectan 3 hilos de unos 4 m que se extienden en toda su longitud sobre el suelo.

Sólo queda realizar el circuito de sintonía que efectúa la adaptación. Para ello se utiliza un toroide de ferrita (T50-2) sobre el cual se bobinan 42 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de sección, con toma intermedia en la espira 4. El indicador se conecta al punto de unión entre la antena y el circuito de sintonía (ver figura 2). De nuevo se busca la posición del condensador variable que da la máxima deflexión del indicador. Una vez realizado este ajuste, el «zorro» está listo para la caza.



Extractor de sincro con LM1881

La extracción mediante el filtraje de la señal de sincronización presente en una señal de vídeo es la función original para la cual está diseñado el LM1881 de National Semiconductor. La puesta en funcionamiento del LM 1881 es extremadamente sencilla, ya que es suficiente con añadir tan solo 3 componentes: una resistencia, y dos condensadores. C1 sirve para el desacoplo en continua de la señal de entrada; C2 asociado a R1 constituyen una red RC que determina la constante de tiempo interna del IC1. Modificando el valor de estos componentes es posible cambiar la constante de tiempo, de forma que se puede trabajar con frecuencias de línea más elevadas, ya que de hecho la anchura del pulso de sincronismo está determinada por la constante RC.

El nivel de la señal de vídeo de la entrada puede estar comprendido entre 0,5 y 2 Vpp. La salida comps/sync del integrado proporciona los pulsos de sincronismos tanto horizontales como verticales; la salida vert/sync por su parte entrega el pulso de sincronismo vertical libre de todo resto del sincro horizontal. El

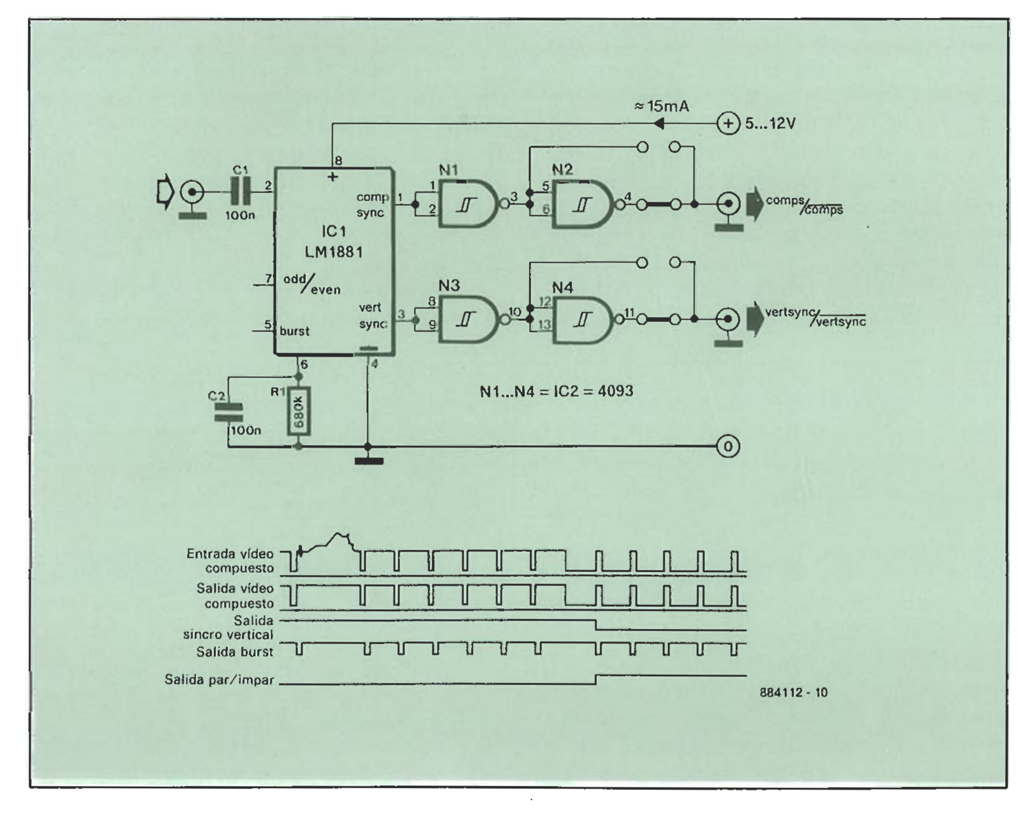


diagrama de tiempos adjunto indica la forma de las diferentes señales.

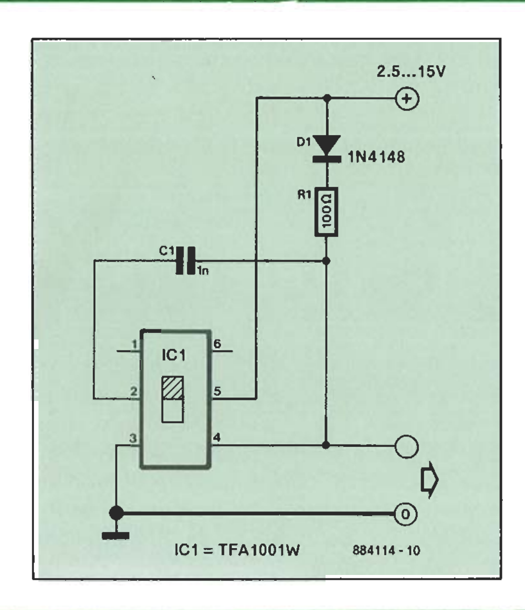
Las puertas NAND con entrada trigger Schmitt, N1 a N4, permiten, si es necesario, realizar una inversión de las señales de salida suministradas por IC1. Tal como se muestran los puentes en el esquema, las señales no están invertidas. Los niveles de salida están en función de la tensión de alimentación, y pueden ser compatibles TTL en caso de alimentar el circuito con +5 V.



Convertidor luz-frecuencia

El circuito tan sencillo que se propone aquí es capaz de efectuar la conversión de una luminosidad (intensidad luminosa) en una frecuencia, y todo ello gracias al empleo de un circuito especializado de Siemens, el TFA 1001W. Este circuito incorpora como elementos principales un fotodiodo, y un amplificador. En su salida, de colector abierto, el TFA 1001W suministra una corriente cuya intensidad es directamente proporcional a la intensidad luminosa que llega al fotodiodo. El patillaje del circuito está indicado en el esquema.

El circuito en sí no merece muchos comentarios. El condensador C1 está conectado entre la salida del amplificador y la entrada de compensación en frecuencia, lo cual sirve para hacer oscilar al amplificador. Para C1 = 1 nF, y una tensión de alimentación de 2,5 V, la frecuencia de salida varía, según la luminosidad, entre unos 100 Hz y 100 KHz. La señal de salida presenta una amplitud comprendida 2 y 4 V en función de la tensión de alimentación aplicada; la carga aplicada a la salida debe ser superior a 50 KΩ. El circuito admite cualquier tensión de alimentación comprendida entre 2,5 y 15 V. En ausencia de iluminación sobre el fotodiodo, el integrado consume del orden de 1 mA, corriente que aumenta progresivamente (según la carga conectada a su salida) a medida que crece la luminosidad recibida por el fotodiodo.



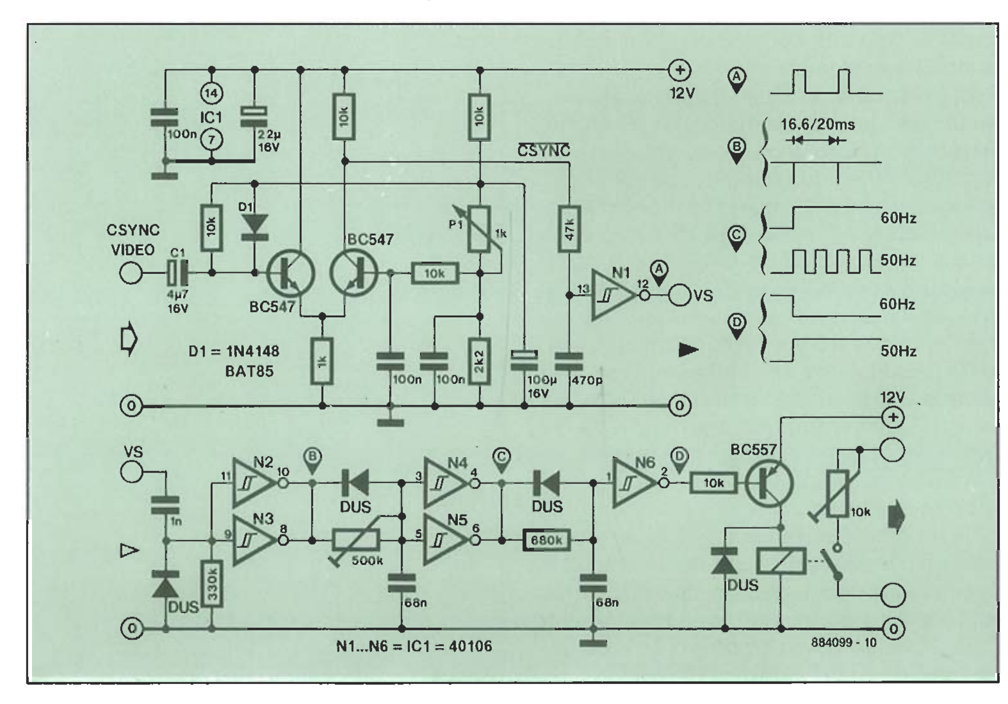


Sincronismo de cuadro automático 50/60 Hz

Si en nuestros números habituales tratamos de dar gusto a todo este tipo de lectores, aunque no siempre lo consigamos, nuestro número especial de verano es un auténtico «cajón de sastre», donde van a parar no sólo sus ideas y sugerencias, o basadas en sus comentarios, sino también todo tipo de circuitos cuyo desarrollo y extensión no tienen cabida en aquéllos. El montaje que aquí presentamos parte de una idea un poco rara, pero que sin duda algún lector encontrará tremendamente útil: un circuito que detecta si la frecuencia de cuadro de una señal de vídeo (imagen) es de 50 o de 60 Hz.

Como no ignoran muchos de nuestros lectores, 60 Hz es la frecuencia de red adoptada al otro lado del Atlántico (léase en América), y por tanto la frecuencia de sincronización de los televisores y monitores de vídeo con norma americana. Así mismo, algunos ordenadores producen una señal de vídeo cuya frecuencia de cuadro es, precisamente, de 60 Hz, como pueden ser los Atari, o incluso los PC (y compatibles). Como muchos ya habrán encontrado (o incluso padecido) los problemas que conlleva el (re)ajuste de un monitor para que trabaje ya sea en la frecuencia europea de 50 Hz o a la americana de 60 Hz, con este montaje les ofrecemos una solución sencilla y económica.

El circuito en sí resulta de lo más sim-



ple: es capaz de detectar la señal de sincronización de 60 Hz, y activa de un circuito de conmutación mediante relé. Los contactos de este relé pueden colocar en el circuito del televisor o monitor una resistencia variable pre-regulada, de forma que se obtenga el sincronismo a 60 Hz en lugar de a 50 Hz.

En la entrada del circuito se encuentra un amplificador diferencial montado como comparador, cuyas dos bases, en el caso de que P1 tenga una resistencia nula, se encuentran al mismo potencial. Los impulsos de sincro, negativos, de la señal de vídeo compuesta encaminada a través de D1 y C1 se encuentrna a 0,6 (la tensión de umbral de la unión de D1) por encima de este nivel. El ajuste de P1 permite reducir esta diferencia de 0,6, lo que resulta indispensable para algunos monitores que no admiten una señal de vídeo superior a 1 Vpp.

La amplitud de los impulsos de sincro es igual a 1/3 de la amplitud de la señal total, es decir unos 0,3 V. El umbral óptimo de disparo del comparador debe ser de $1/2 \times 0{,}2 = 0{,}15$ V.

El comparador está seguido por una red integradora, colocada delante de N1, que suprime los pulsos del sincro horizontal, mientras que los pulsos del sincro vertical (o sincro de cuadro) son diferenciados por la etapa siguiente. A continuacón no queda más que integrar los pulsos resultantes; el nivel de cuadro sea de 50 o 60 Hz. Sólo queda sacar la diferencia entre los dos niveles de tensión continua y conseguir que uno quede por debajo y otro por encima de un cierto umbral. De todo ello se encarga la parte inferior del esquema. El ajuste del umbral de conmutación se realiza mediante una resistencia variable de 470 KΩ (500 KΩ).

El potenciómetro de 10 KΩ que el cierre del contacto del relé coloca en paralelo con el ajustable de sincro de cuadro existente en el televisor debe ser ajustado de forma que se consiga el adecuado sincronismo con las señales de 60 Hz.

Por último, y no menos importante, queremos recordar a los (posibles) usuarios que algunos televisores y monitores tienen el chasis metálico conectado a la red, por lo que se deberán tomar las medidas oportunas a la hora de manipular dentro del mismo.



Luxómetro básico

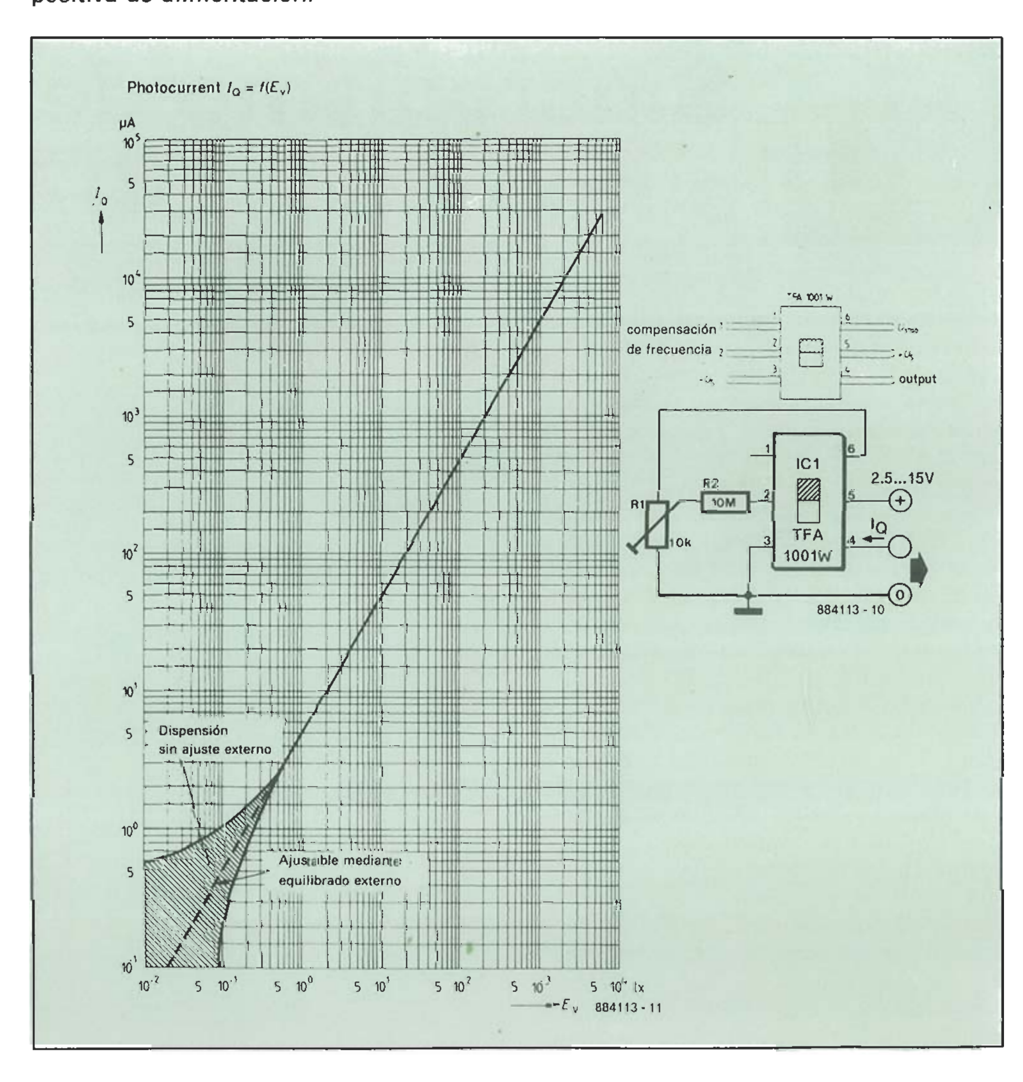
La industria fotográfica es uno de los campos que más se ha beneficiado de la electrónica. Hasta tal punto que en los catálogos de los fabricantes de componentes se encuentran algunos específicamente diseñados para aparatos fotográficos; el TFA1001W de Siemens es uno de estos componentes. Este circuito, realizado en tecnología bipolar, incorpora un fotodiodo, un amplificador y una fuente de tensión de referencia de 1,35 V. El fabricante propone numerosas aplicaciones para el mismo: luxómetro, ojo electrónico, captador para detector de humo, optoacoplador linealizado, etc.

Este circuito se caracteriza por sus numerosas ventajas: una sensibilidad importante, una buena linealidad, un consumo reducido, y unas dimensiones pequeñas, todo ello contenido en un encapsulado de 6 pastillas.

El luxómetro que se puede realizar a partir de este circuito integrado puede ser extremadamente compacto, ya que sólo son necesarios un par de componentes: una resistencia y un potenciómetro ajustable. Como se aprecia en la curva de la figura, la corriente de salida es función de la luminosidad recibida; nos encontramos de hecho con un generador de corriente controlado por intensidad luminosa. El ajustable P1 permite encontrar la linealidad óptima del circuito en la parte baja de su margen de operación. Si se pretende emplear el luxómetro en una cámara oscura, resulta fácil ajustar la linealidad mediante la variación del diafragma de la ampliadora. El paso al diafragma siguiente corresponde a una variación de la luminosidad con un factor de 2. Para otras aplicaciones, el método más simple consiste en utilizar un luxómetro de referencia para efectuar la calibración.

Si se prevé la utilización autónoma de este luxómetro, habrá que incorporar al esquema mostrado un microamperímetro conectado entre la salida Iq y la tensión positiva de alimentación.

Bibliografía:
Aplications Siemens

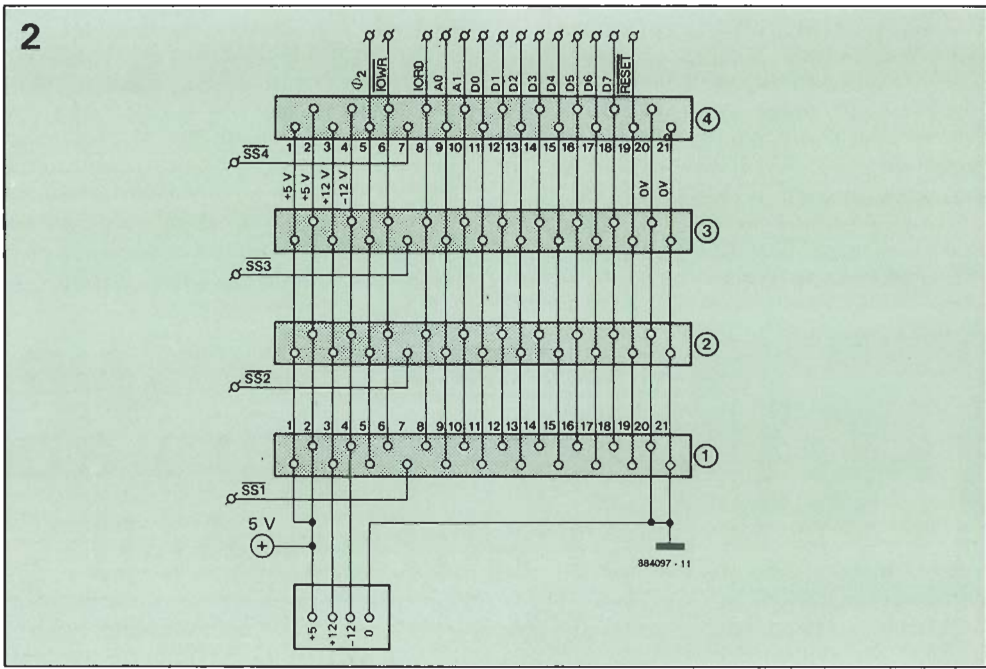




Adaptador del bus E/S para PC

El bus de expansión de E/S publicado en Elektor número 69 de Febrero 86, diseñado originalmente para el C64, y modificado posteriormente para los ordenadores MSX, ha tenido una aceptación y difusión más que duradera; la idea de adaptarlo a un PC, y disponer por tanto de un amplio abanico de tarjetas de E/S sobre el mismo, se dirige especialmente a aquellos lectores que realizaron en su día la adaptación para su ordenador C64 o MSX y posteriormente han pasado al mundo de los PC IBM (y compatibles), fenómeno que cada vez abunda más.

La realización de este montaje no tropieza con grandes dificultades, a pesar de que la primera idea sobre el tema no lo parezca, tal y como se puede apreciar por el esquema necesario. Tan sólo son necesarios 5 circuitos integrados para adaptar las señales del bus de expansión de un PC a las necesidades de nuestros módulos. Los integrados IC2 e IC3 realizan la función de búffer de aislamiento, lle-



1

vando todas las señales de dirección y control necesarias para la expansión. IC4 es una PAL idéntica a la empleada en la «Tarjeta de ampliación de E/S para PC IBM y compatibles», publicada en Elektor N.º 104, enero 1989. La utilización de este componente es la clave que facilita la decodificación de direcciones, y reduce al mínimo el número de elementos necesarios (lo que se traduce directamente en un coste menor).

El bus de expansión lleva en principio 4 conectores, a cada uno de los cuales se les atribuye 4 direcciones cintiguas, y una señal de validación (/SS1 a /SS4, activa baja) común para el conector. En el PC el espacio de memoria comprendido entre 0300hex y 031Fhex (32 posiciones) está reservado para expansiones de entradas/salidas. Existen por tanto dos posibilidades para nuestra tarjeta, dado que no ocupa más que 16 direcciones; si se conecta el puente JP1 la tarjeta se decodifica a partir de la dirección de 0300hex. Si se realiza el puente JP2 la tarjeta se encuentra a partir de 0310hex.

Las instrucciones que hay que emplear para comunicarse con las expansiones son sencillas de manejar al tiempo que concisas. En PASCAL, por ejemplo sería:

```
Port¡$306¿:=salida
entrada:=Port¡$302¿
```

mientras que en BASIC se deberá recurrir a los clásicos PEEK y POKE.

Tanto para conectar tarjetas en el bus como para posteriormente controlarlas hay que tener en cuenta las indicaciones que en su momento se indicaron para la adaptación sobre sistemas MSX. En principio no hay nada en contra de dejar conectada permanentemente la tarjeta de bus (y el circuito de decodificación descrito aquí), ya sea con o sin módulos de E/S, al ordenador cuando éste se utiliza para otras tareas, dado que utiliza una zona de E/S que ningún programa intentará manejar, y que no presenta incompatibilidades con otro tipo de tarjetas de PC (controladoras de disco, impresoras, interfaces serie, etc.). Como se pueden colocar hasta dos tarjetas de este tipo, habrá que prestar atención a evitar la decodificación de ambas en la misma dirección.

Bibliografía:

Bus universal de E/S, Elektor N.º 69, Febrero 1986.

Extensiones MSX (1), Elektor N.º 73, Junio 1986.

Generador de sonidos estéreo, Elektor N.º 102, Noviembre 1988.

Tarjeta de ampliación E/S para IBM PC, Elektor N.º 104, Enero 1989.



Alarma para accesorios del automóvil

Muchos coches incorporan actualmente sofisticados sistemas de protección contra presuntos delincuentes o simplemente inocentes bromistas. Muchos de estos sistemas controlan interruptores ubicados en las puertas y, en algunos casos, otro bajo el asiento del conductor (para generar interferencias con las conexiones de la batería en orden a inmovilizar el vehículo). Estos sistemas no ofrecen ningún tipo de protección contra otra serie de merodeadores de los automóviles ajenos: aquellos que levantan el coche y quitan por ejemplo las llantas de aluminio de los coches deportivos.

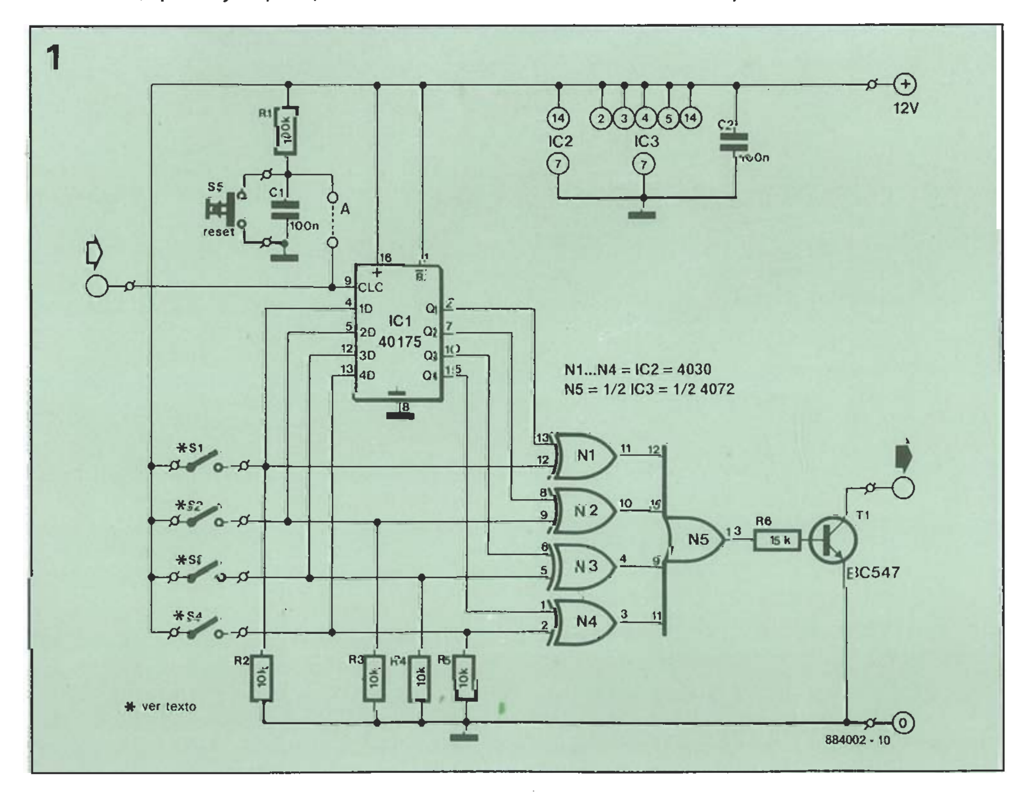
El circuito descrito seguidamente pretende cubrir este vacío y sirve para ampliar un sistema de alarma de automóvil ya existente, activándose cuando la posición del coche se altera, por ejemplo, cuando se sitúa un gato debajo del coche.

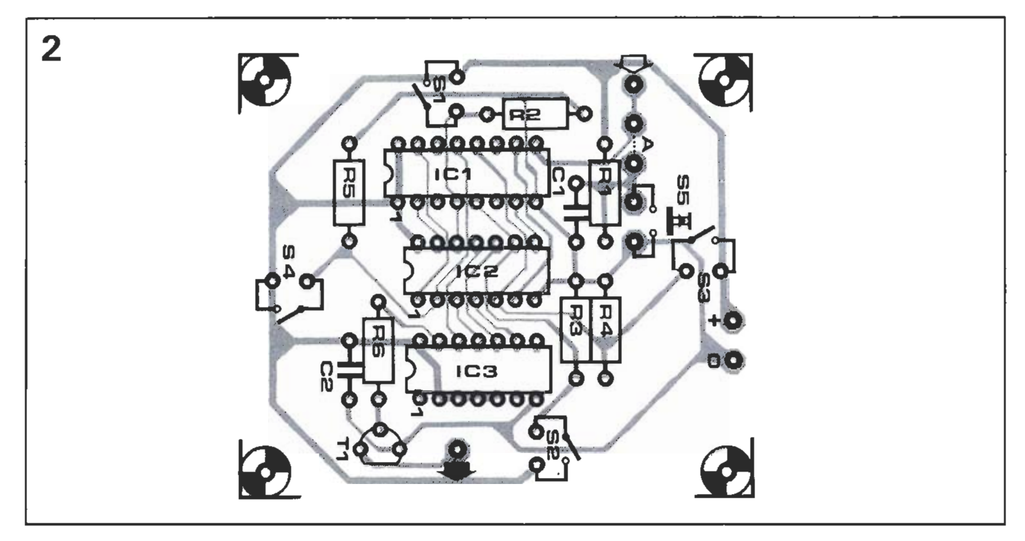
La posición del coche se supervisa por medio de cuatro interruptores de mercurio situados de tal forma que cuando el coche esté en posición horizontal, los interruptores estén abiertos. Dado que muchas veces los coches se tienen que aparcar en posiciones ligeramente inclinadas, lo cual originaría que uno o más interruptores estuviesen cerrados, ha sido necesario incorporar alguna circuitería electrónica adicional.

Los cuatro biestables tipo D incorporados en el circuito integrado IC1 determinan el estado de salida de los interruptores de mercurio. Las salidas de IC1 están conectadas a las puertas OR exclusiva (EXOR) N1 a N4 las cuales funcionan como inversores cuando los interruptores de mercurio están inicialmente cerrados (por lo que existe un nivel lógico 1 en la salida del correspondiente biestable). Esta situación da como resultado en las salidas de las puertas correspondientes un nivel lógico cero mientras que los interruptores de mercurio permanezcan en su estado inicial.

Si tan solo uno de los interruptores de mercurio cambia de estado, la salida de la puerta N5 toma el nivel lógico alto y por tanto el transistor T1 se activa. Este transistor, por ejemplo puede estar conectado en paralelo con los interruptores de puerta.

El estado de salida de los biestables se puede almacenar a través de la red formada por R1 y C1 en el momento de encender el contacto de alimentación del coche. Casi todas las alarmas para automóviles disponen de un cierto retardo después de su activación para dar tiempo al propietario del coche a salir del mismo antes de que se active definitivamente la alarma. Si se dispone, en la alarma em-





Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R_1 = 100K
R_2...R_5 incl. = 10K
R_6 = 15K

Condensadores:
C_1; C_2 = 100n

Semiconductores:
T_1 = BC547
IC_1 = HEF40175BP (Philips Components)
IC_2 = CD4030CN
IC_3 = MC14072BCP (Motorola)

Varios:
S_1...S_4 incl. = contacto o interruptor de mercurio
S_5 = pulsador

pleada por cada usuario, de una señal que tome el nivel lógico alto después de este retardo, esta misma señal se puede emplear para almacenar el estado de los interruptores de mercurio al salir del coche en los biestables. En este caso, se deben desconectar la resistencia R1 y el condensador C1. Este segundo método tiene la ventaja de que si el estado de un interruptor de mercurio es variable por anomalía, en el momento de cerrar las puertas del coche se convierte en un estado estable.

Los interruptores de mercurio se montan sobre la placa de circuito impreso representada en la figura adjunta junto con el resto de los componentes electrónicos. Uno de los terminales de cada interruptor deberá mantenerse de la suficiente longitud para permitir su desplazamiento fácilmente con respecto a la placa de circuito impreso. El lado del interruptor de mercurio que esté en contacto con la placa de circuito impreso se puede fijar a este por medio de un pegamento de contacto tipo Araldite o similar. Esta disposición asegura que todos los interruptores de mercurio están abiertos cuando el coche está en una posición horizontal.

64 Simulador de alarma para automóvil

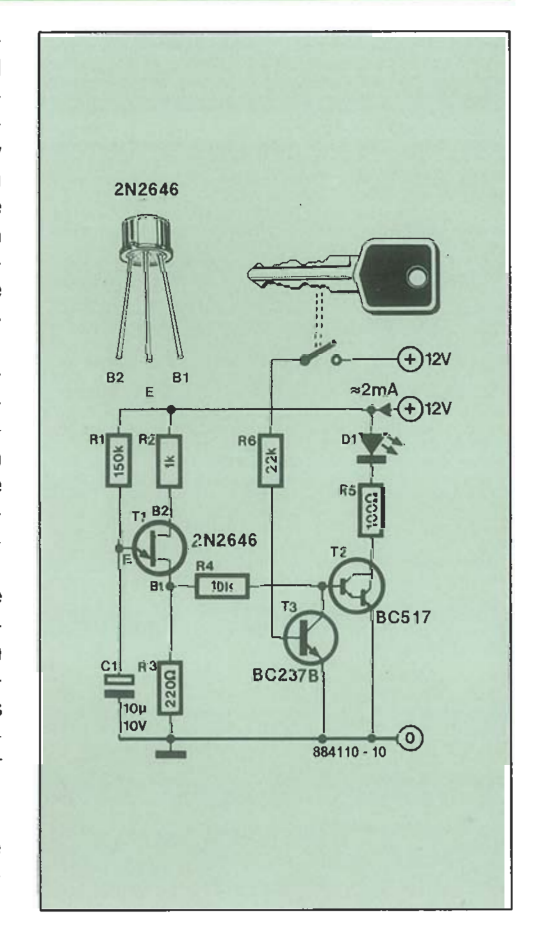
Este montaje, como su propio título indica, no es en sí una alarma, aunque, por un módico precio, permite simular ante el posible ladrón que existe a bordo del automóvil una potente y sofisticada alarma que comenzará a sonar de un momento a otro. Realmente, lo que el circuito hace es activar un led normal, manejado por un dispositivo montado de forma que se obtenga una fuerte luminosidad. Para ello se hace atravesar por led una corriente elevada mediante breves pulsos. De esta forma la corriente media se mantiene en un nivel que permite que el circuito trabaje durante largos períodos de tiempo sin consumir una carga tan importante como para que pueda dar problemas de arranque. Cuando el vehículo se pone en marcha la instalación se para automáticamente, sobre todo de cara a no distraer la atención del conductor.

Los pulsos de corriente superan los 100 mA, pero no duran más que algunos milisegundos. A pesar de que el led no sufre ninguna sobrecarga térmica excesiva, y puede por tanto trabajar durante largos períodos de tiempo, la luminosidad así obtenida resulta impresionante. La intensidad media que atraviesa el led es de unos 2 mA.

El diseño del circuito es muy simple, ya que el transistor uniunión (UJT), T1, está especialmente bien adaptado a la generación de pulsos periódicos y breves. El transistor Darlington T2 controla el funcionamiento del diodo «altamente» luminoso, mediante una corriene de base muy reducida. El transistor T3 coloca a masa la base de T2 cuando se acciona la llave de encendido. A la vista de la dispersión de los valores de los transistores UJT, resulta banstante probable que el valor de las resistencias R1 y R3 deba ser modificado.

Para el montaje se recomienda el empleo de un led nuevo, y no de un deshecho sospechoso. Tampoco conviene colocar un led del tipo «alta luminosidad» para este montaje. La corriente de pico no debe sobrepasar los 250 mA; es posible aumentar o disminuir la magnitud de la misma, a base de retocar el valor de R5.

Este circuito puede ser montado sobre una minúscula placa de prototipos, y colocada en cualquier lugar del vehículo a «proteger», incluso se pueden colocar varias unidades repartidas por el coche. Es importante colocar un led en la proximidad de los objetos que puedan suscitar una mayor tentación, como la instalación del radiocasete. Una pequeña recomendación: complete la simulación mediante una etiqueta adhesiva que indique la presencia de un sistema de alarma.





Selector automático para magnetófonos

Una de las tareas más desagradables y tediosas en un equipo de música es la interconexión de todos los cables necesarios entre los diversos módulos de la cadena de audio. A pesar de que el moderno Compact Disc incorpora elementos de alta tecnología en su interior, y que tanto éste como el resto de los módulos está lleno de circuitos integrados, el cableado al resto de la cadena se sigue realizando mediante un par de cables y sus correspondientes conectores (que se duplicarán el día, tal vez no muy lejano, en que los Compact Disc sirvan también para la grabación). Si, además, se dispone de equipo de magnetofón, el cableado final resulta más parecido a una madeja de hilo que otra cosa, con un sin fin de cables enredándose los unos en los otros.

Para simplificar este problema de cableado hemos estudiado un pequeño circuito que permite una fácil y variada gama de interconexiones sin tener que mover un hilo. En concreto el esquema está orientado a poder controlar una fuente cualquiera de audio, dos casetes y una cámara de eco.

Cada uno de los 6 módulos idénticos que se muestran en la parte izquierda del esquema se compone de 4 interruptores analógicos de los contenidos en un integrado CMOS tipo 4066 y una puerta inversora, controlados por un interruptor. La función de los interruptores se muestra en la tabla adjunta. Las pruebas de la-

Tabla 1

S1 = Fuente casete 1 (grabación)
S2 = Fuente casete 2 (grabación)
S3 = Casete 1 (reproducción) casete 2 (grabación)
S4 = Efectos (salida) casete 2 (grabación)
S5 = Casete 2 (reproducción) casete 1 (grabación)
S6 = Efectos (salida) casete 1 (grabación)

A1...A4 = IC1 = TL074
A5 = IC2 = TL071
IC5 = 4049
IC6...IC11 = 4066

884062

boratorio efectuadas sobre nuestros prototipos, han revelado que las características del mismo eran más que respetables: una relación señal/ruido superior a 100 dB, una distorsión inferior al 0,01 % y una diafonía de alrededor de 85 dB.

La salida de «efectos» (marcada en el esquema como «ECHO») recibe un tratamiento monofónico: las señales de los dos canales (derecho e izquierdo) son mezcladas por R7 y R8, siendo posteriormente amplificadas por A5, cuya ganancia se puede modificar, si es necesario, alternando el valor de R11. Esto último también se aplica a las etapas realizadas en torno a A1...A4, cuya ganancia está controlada por las resistencias R9 a 13, respectivamente. Los interruptores S1 a S6 pueden sustituirse por un conmutador rotativo de 6 posiciones 1 circuito, aunque esto inhibe el empleo de algunas de las posibles combinaciones de interconexión entre los divesos módulos, mientras que el sistema de interruptores resulta más versátil pero algo más complejo de manejo.

El circuito presenta un consumo inferior a unos 20mA, lo que permite sustituir la alimentación de red por un par de pilas de 9 V.

66 Detección electrónica de trenes

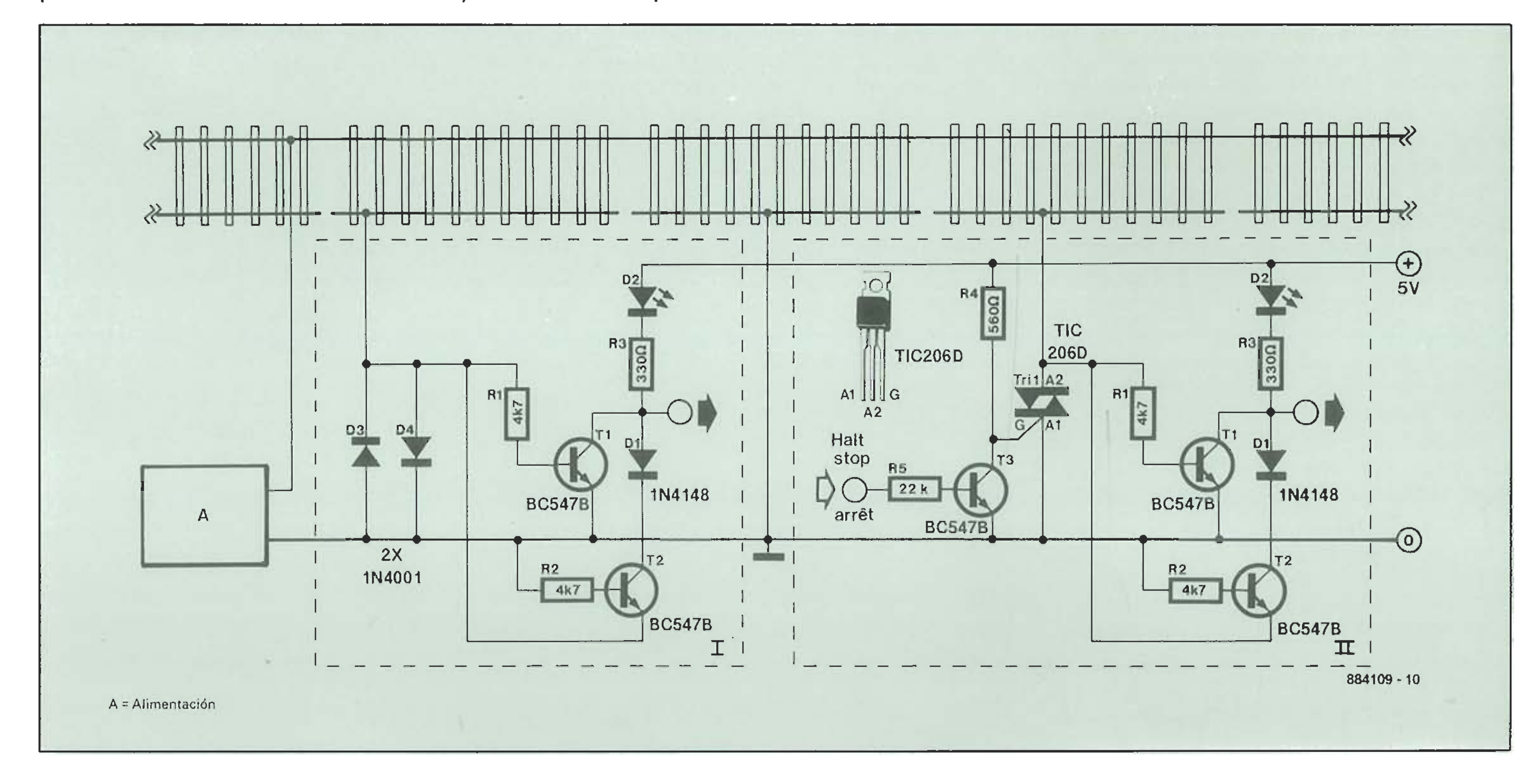
Para detectar la presencia o el paso de los trenes en una maqueta se emplean habitualmente interruptores de lámina o relés «reed» colocados en la vía. Estos pequeños tubos de vidrio afectan desfavorablemente la normalmente cuidada estética de la realización. Además resulta casi imposible colocar adecuadamente un imán bajo la locomotora, o los vagones, en el caso de los trenes de escala más reducida (N y Z); y sin imán no es posible activar los contactos del relé.

Para los puristas de la decoración de maquetas, proponemos una solución más elegante, en la cual los trenes son detectados gracias al consumo de corriente de la locomotora en la sección de vía vigilada por nuestro circuito. Este dispositivo se puede colocar tanto en trenes alimentados por tensión continua como en aquellos de tensión alterna, así como a los controlados digitalmente. Hemos diseñado dos modelos de detector: uno muy simple dotado de un led de señalización y de una salida digital, y otro con control digital que permite interrumpir o restablecer la alimentación de una sección de vía. A la vista de la sencillez de los montajes resulta posible equipar a la red entera con ellos, dividiendo el trazado en pequeñas secciones, y seguir de cerca el desplazamiento del tren desde el puesto de control.

En la figura 1 en la zona izquierda está el circuito más simple. La corriente de la locomotora atraviesa uno de los dos diodos, D3 o D4, según la polaridad, y provoca una caída de tensión cercana a 1 V en dicho diodo. Esta caída de tensión hace que el transistor T1 entre en conducción a través de R1, o bien a T2 a través de R2: el led D2 se ilumina y la salida del circuito se pone a «0». La misión del diodo D1 es impedir que la tensión de salida caiga por debajo de 0 V cuando T2 está conduciendo.

En el esquema de la parte derecha se han reemplazado los dos diodos 1N4001 por un triac. Normalmente este triac recibe a través de R4 la corriente de puerta que mantiene al triac en estado de conducción. En este montaje, D2 funciona de manera análoga al anterior; la caída de tensión se mide entre las bornas A1 y A2. Si la entrada digital se pone a «1», T3 conduce y lleva a la puerta del triac a masa: el triac queda desactivado y la sección de vía correspondiente no recibe corriente. La locomotora se detiene si está presente sobre dicho trozo de vía. A pesar de ello, su presencia sigue siendo detectada, ya que la base de T1 o de la T2 recibe corriente a través de la resistencia del motor de la locomotora.

Para alimentar la parte lógica de este circuito hace falta una tensión de alimentación diferente de la que proporciona el transformador destinado a la locomotora. Si se escoge la tensión de 5V, el circuito será compatible con señales TTL y CMOS, y por tanto con un interface de ordenador.





Convertidor A/D 8 bits compacto

Los circuitos integrados TLC548 y TLC549 de Texas Instruments son convertidores analógico/digitales que se pueden hacer funcionar sin necesidad de ningún componente externo (eso sí, a condición de utilizar la tensión de alimentación como tensión de referencia). En cada uno de estos circuitos se ha integrado un reloj, un dispositivo de muestra y retención, el convertidor A/D propiamente dicho, un registro de datos, y la lógica de control. Solamente son necesarias dos entradas para manejar este convertidor: un reloj de entrada/salida y una señal de selección del integrado. Asociadas a una salida TTL triestado, estas dos entradas hacen posible la comunicación serie con un microprocesador. El período de conversión dura 17 µs, y el ciclo completo (muestreo, conversión y transmisión) es de 22 µs para el TLC548 y de 25 µs para el TLC549. Hay que hacer notar que el reloj interno (empleado para la conversión) y el reloj de E/S son dos señales distintas, y lo único que tienen en común es que ambos sincronizan procesos. El primero se encarga de controlar todas las operaciones internas, de forma que el microprocesador sólo necesita encargarse de solcitar la conversión, y posteriormente leer el resultado.

La presencia de una línea de selección del integrado permite conectar varios convertidores en paralelo. Cuando esta entrada está a nivel lógico alto, la salida del convertidor se coloca en estado de alta impedancia, y la entrada de reloj se desconecta. Para el funcionamiento del convertidor esta línea debe estar a nivel bajo. El ciclo de conversión se detalla en el cronograma de la figura 2, y se compone de 4 fases:

1.—Cuando la línea /CS pasa a nivel bajo arranca el proceso. Para evitar los errores que podrían causar los impulsos parásitos, el circuito espera 1,4 µs antes de tomar como válido el flanco descendente de la línea /CS; por el contrario el circuito reacciona instantáneamente a los flancos de subida. Este sistema de reaccionar a los flancos deja muy poco lugar al disparo del convertidor por impulsos parásitos. Una vez transcurrido el «periodo de reflexión» del circuito, el bit más significativo (bit 7) del resultado de la última conversión aparece en la salida de datos.

2.—El flanco descendente de cada uno de los 4 siguientes pulsos recibidos sobre la entrada de reloj produce el desplazamiento de los 4 bits adyacentes (bits 6, 5, 4 y 3). A partir del flanco ascendente del cuarto pulso comienza el «muestreo» de la tensión de entrada.

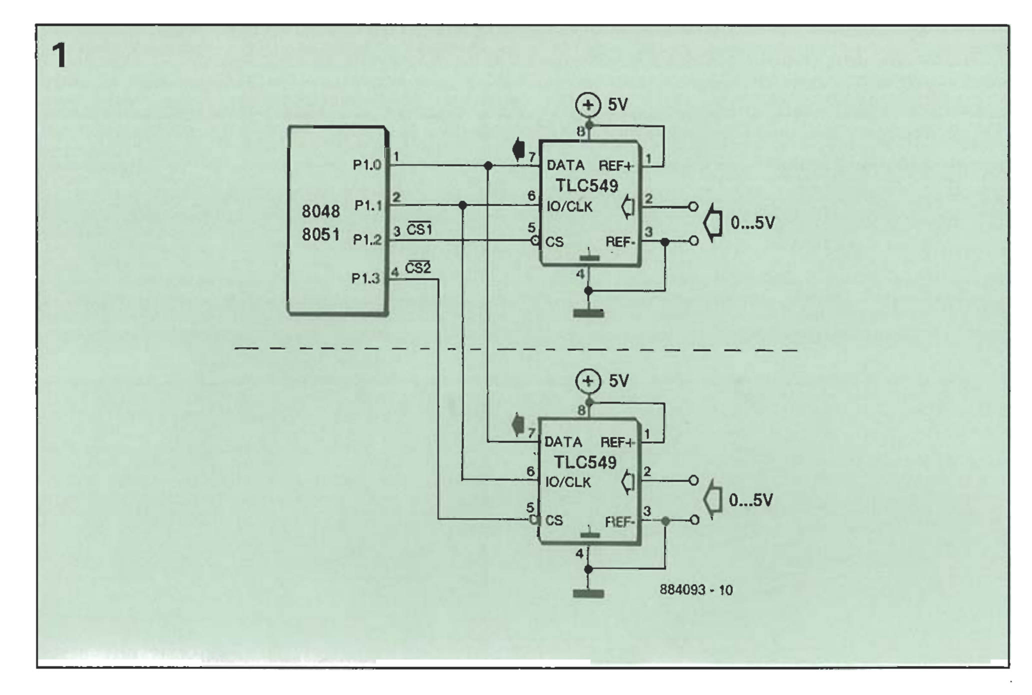
3.—Los tres pulsos siguientes de reloj provocan el desplazamiento de los bits menos significativos (bits 2, 1 y 0) en la salida. Con el flanco descendente del pulso número 8 aparece de nuevo el bit 7 de la conversión anterior.

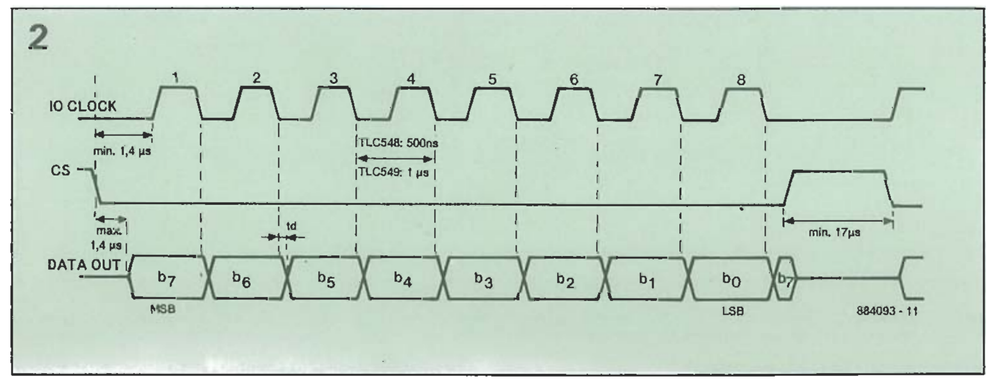
4.—El flanco descendente del octavo pulso hace pasar al dispositivo de muestra y retención al estado de «retención», y comienza una nueva conversión. El resultado de la misma estará disponible al cabo de, como mucho, 17 µs. Para evitar perturbaciones, resulta una buena idea colocar la línea de /CS a nivel alto durante estos 17 µs. Si esta línea permanece a nivel bajo, por ejemplo en el transcurso de una serie de conversiones sucesivas, resulta recomendable que la línea de reloj E/S esté forzada a nivel bajo. En un ambiente con perturbaciones no resulta imposible que el procesador pierda incluso el control del convertidor a causa de impulsos parásitos que pueden aparecer sobre la entrada de reloj E/S.

Una vez que la línea /CS ha sido puesta a nivel alto, es necesario que permanezca con dicho nivel hasta el fin de la conversión (es decir un mínimo de 17 µs), ya que en caso contrario la conversión en curso será interrumpida y su resultado anulado (no será transferido al registro de salida).

Evidentemente, este hecho puede aprovecharse para anular una conversión, o bien para asegurar una (re)sincronización entre convertidor y procesador. Volviendo sobre las etapas 1 a 4, se puede lanzar una nueva conversión y, por los motivos que sea, anular la que está en curso. El dato transmitido en este caso es el resultado de la última conversión válida, y no el de la interrumpida.

En algunas aplicaciones (muestreo periódico), el comienzo de la conversión debe ejecutarse en un momento preciso. Esto se obtiene bloqueando el reloj E/S tras el flanco ascendente del octavo pulso, y dando el flanco descendente (colo-





cando el reloj E/S a nivel bajo) en el instante preciso deseado. Mientras que la señal de reloj E/S permanece a nivel alto, el dispositivo de muestra y retención está abierto, con lo que en su entrada aparece la tensión analógica a medir. El cierre del dispositivo, y por tanto su paso al modo de «retención», no se realiza hasta que aparece el flanco descendente del octavo pulso, que al mismo tiempo da la señal de comienzo del siguiente ciclo de conversión analógico-digital.

El esquema de la figura 1 muestra cómo se pueden conectar dos convertidores a un microcontrolador 8051 u 8048. El programa adjunto de ejemplo está realizado en BASIC, y da una idea de control de los convertidores con, por ejemplo, la placa del «ordenador BASIC», publicado en el número 102, Noviembre 1988. El error de la conversión es de ±1/2LSB (Uref = 5 V); el circuito tiene un consumo inferior a 3 mA.

```
REM COMPUBOARD TEST PROGRAM FOR 8 BIT A/D-CONVERTER TLC548/549
20 REM
30 PORT1 = OFDH:                                   REM CS = 1, clock = Ø

40 REM *********** MAINLOOP ***********
50 DO:                                             REM do forever
60  GOSUB 1000
70  PRINT ''AD-value = '',
80  PRINT USING(###), VALUE, CR,
90 UNTIL 0
100 END

1000 REM READ CONVERTER
1010  PORT1 = OF9H:                                REM CS = Ø, clock = Ø
1020 VALUE = Ø
1030 FOR BITCNT = Ø TO 7
1040  VALUE = (VALUE*2).OR.(PORT1.AND.Ø1H):        REM shift in new bit
1050  PORT1 = ØFBH: PORT1 = ØF9H:                  REM clock pulse
1060 NEXT BITCNT
1070 PORT1 = ØFDH:                                 REM CS = 1, clock = Ø
1080 RETURN
```

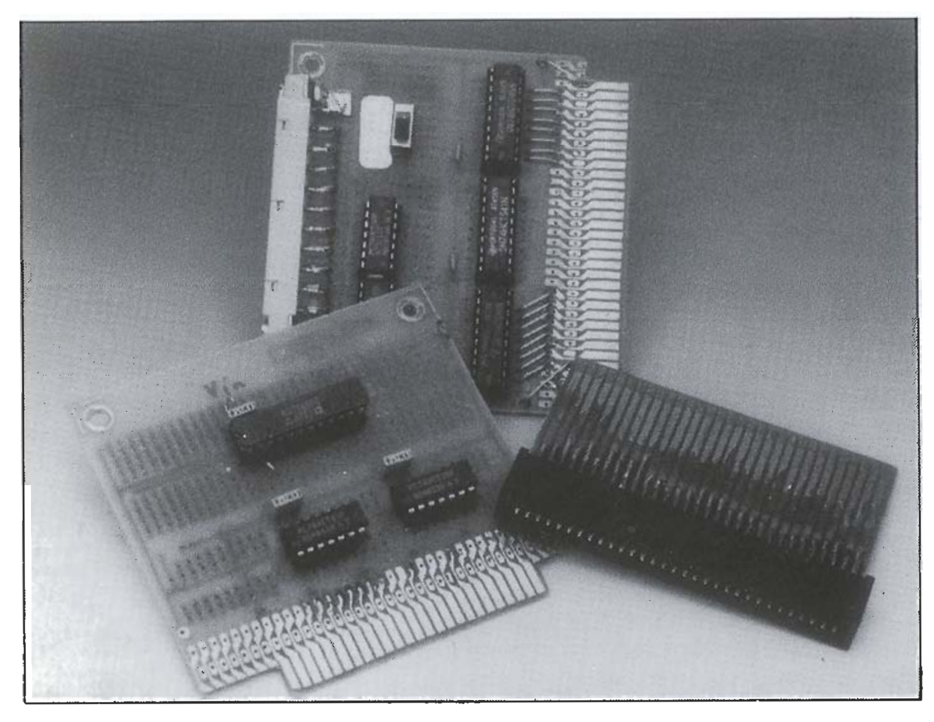
La entrada para la tensión de referencia es una entrada diferencial (con patillas separadas para Uref + y Uref –), lo que permite adoptar otros valores diferentes a la tensión de alimentación, en lugar del sistema que hemos adoptado en el esquema de la figura 1, a fin de eliminar todo componente externo al circuito. La tensión de referencia admite un amplio margen de posibilidades, si bien hay que respetar las siguientes relaciones:

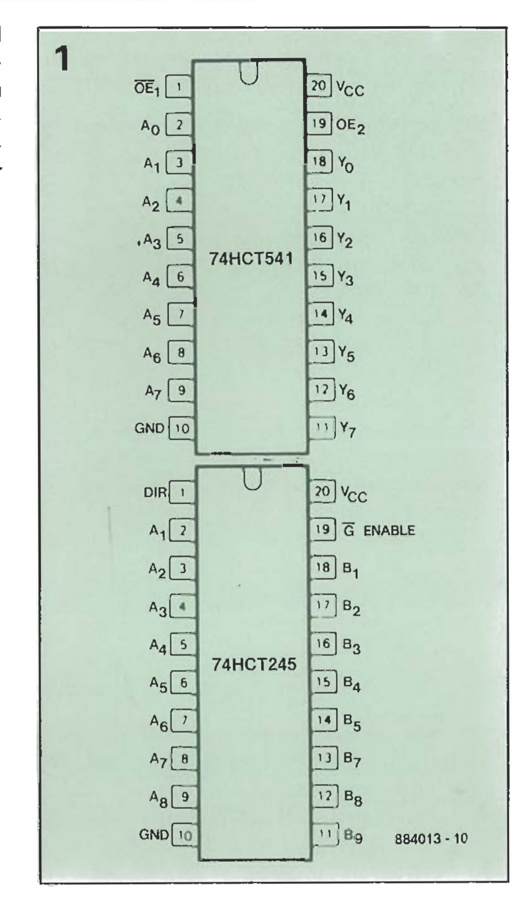
2,5 < Uref + < Vcc
0 < Uref – < 2,5 V
1 V < (Uref +) – (Uref –) < Vcc
3V < Vcc < 6 V



Tarjeta de prototipos para ampliación de ordenador

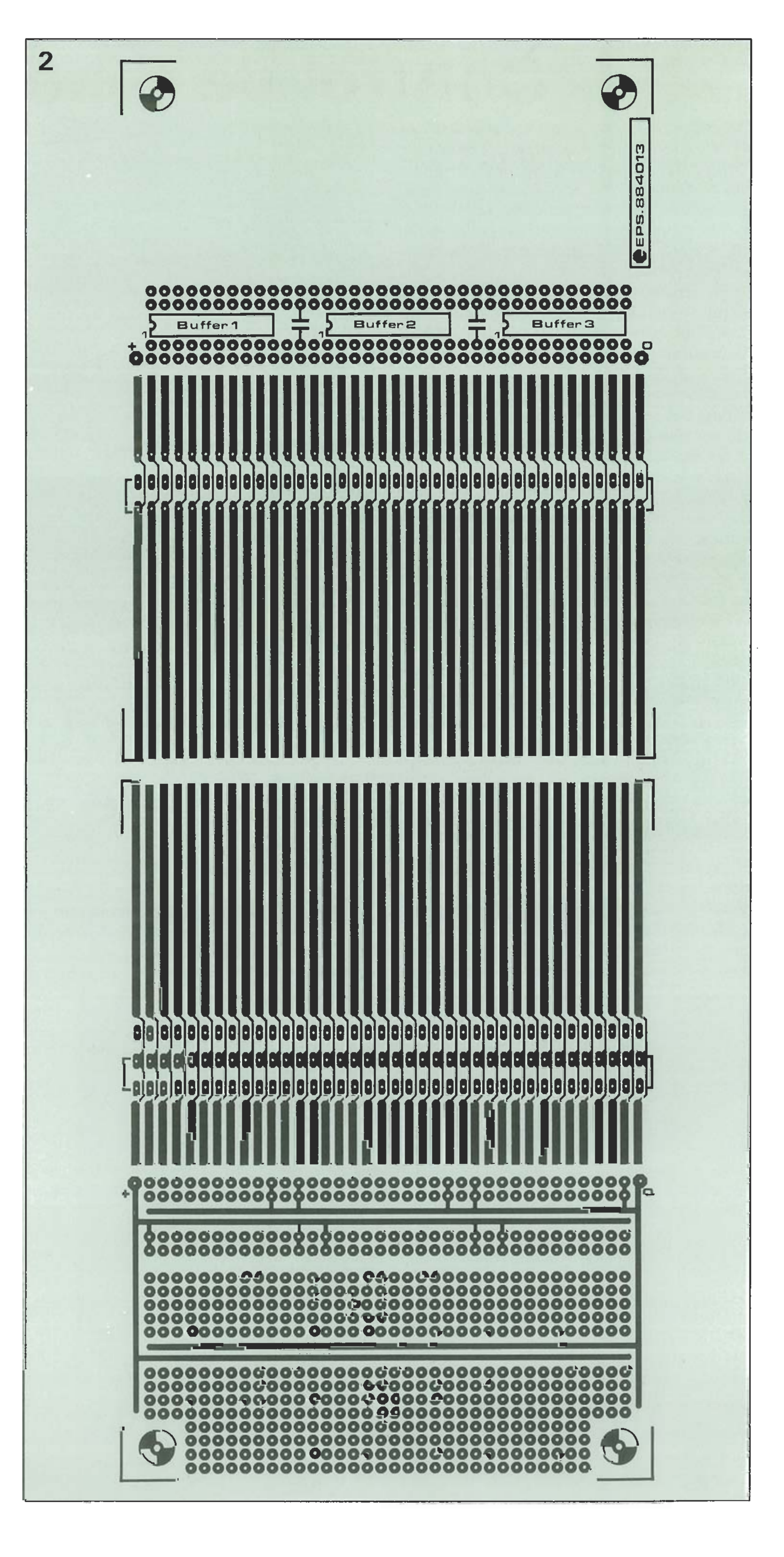
Esta tarjeta de circuito impreso es ideal para construir y comprobar los circuitos experimentales diseñados para ampliar un gran número de ordenadores personales. El circuito impreso, de doble cara, pero sin taladros metalizados, dispone de un conector del tipo borde de tarjeta el cual es ideal para adaptarlo en los conectores tipo slot comúnmente empleados en la gran mayoría de ordenadores personales y la serie MSX. Por otra parte, el circuito impreso incorpora 3 circuitos búffer





de propósito general los cuales se pueden cablear según las necesidades particulares de cada diseño para asegurar una correcta y segura interconexión entre el ordenador y el circuito de ampliación que se esté desarrollando. Las pistas de alimentación ya están conectadas a los circuitos búffer y en el área de prototipo de la tarjeta para facilitar el cableado. Cuando se necesite, se puede cortar un número determinado de los contactos del conector de borde de tarjeta para autofabricarse un circuito impreso cuya anchura esté en concordancia con la medida del bus que se emplee o bien para poder polarizar el circuito impreso y evitar su conexión a slots no adecuados. Así mismo, los contactos del conector de borde de tarjeta son de suficiente longitud, por lo que se puede cortar una sección de circuito impreso para emplearla como un adaptador junto con el correspondiente conector del tipo slot. También es posible fijar un conector tipo slot en ángulo recto sobre cada una de las caras del circuito impreso, en las zonas marcadas en la tarjeta.

Es esquema adjunto representa las disposiciones de señales del óctuple transmisor/receptor modelo 74HCT245 y del óctuple búffer de línea triestado modelo 74HCT541 para disponer de una referencia rápida de estos circuitos. Se recomienda el empleo de estos modelos de circuitos para reforzar los buses de datos y de direcciones respectivamente, dado que las entradas y salidas están situadas en lados distintos y enfrentadas respecto al encapsulado DIL de 20 patillas. No obstante, el lector puede elegir libremente el empleo de otro tipo de dispositivos de acuerdo a las necesidades de interconexión de su diseño. Recuerde conectar a masa las entradas no empleadas de los circuitos HCT.





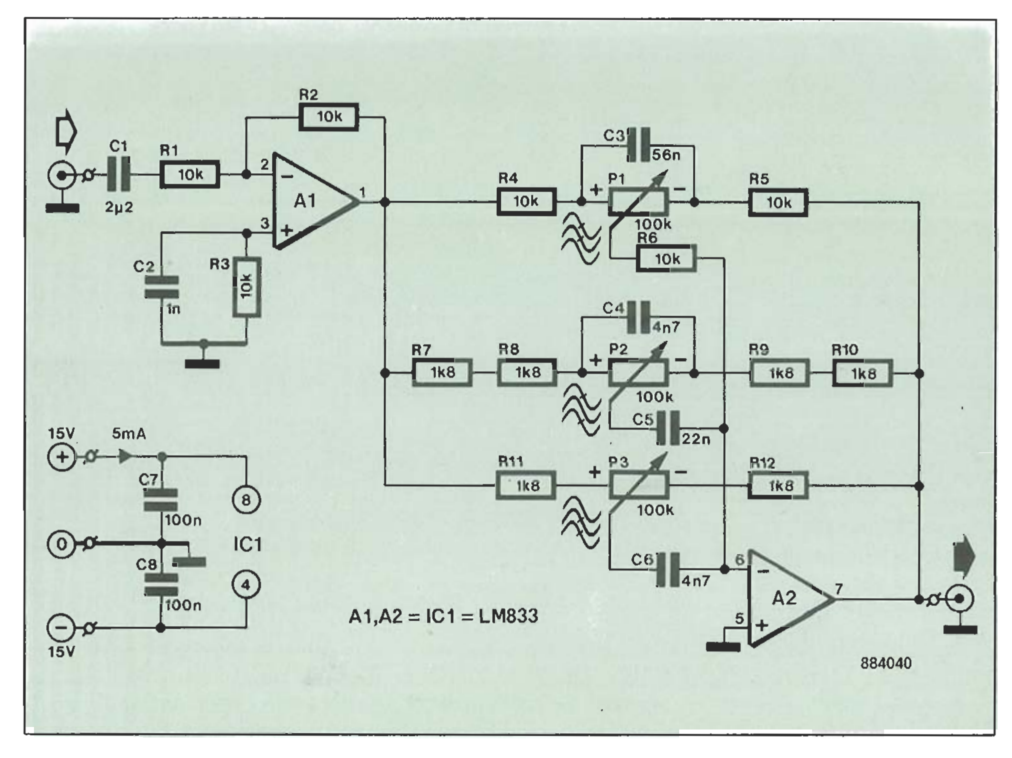
69 Control de tonos de tres vías

Aunque el control de tonos no es recomendable en los equipos de audio de gran calidad, todavía existen casos donde ocurre todo lo contrario, como por ejemplo cuando reproducimos discos muy usados. En estos casos, la incorporación de un control de tonos lo más compacto posible, permite alterar al gusto personal la respuesta en frecuencia del sonido sin generar ningún efecto secundario que vaya en detrimento del equipo de audio. El circuito propuesto tiene su origen en estos criterios.

Como podrá observarse en el esquema adjunto, el control de tonos se basa en el circuito integrado de National Semiconductor modelo LM833. Este circuito consta de dos amplificadores operacionales con factores de ruido muy bajo (4.5 nV/f (Hz), un alto producto ancho de banda por ganancia (15 MHz) y una velocidad de subida («Slew Rate») de 7 V/μs.

El circuito de control de tonos consta de tres márgenes, por lo que es posible incorporar un control de presencia alrededor de 1 kHz.

El amplificador operacional situado a la entrada del circuito (A1) está configurado en modo inversor. Obsérvese que su entrada no inversora (patilla 2) está conectada a una resistencia de 10 KΩ para ecualizar la corriente continua en ambas entradas del operacional (con respecto a la corriente de polarización). Esta disposición es necesaria para mantener la salida de A1 lo suficientemente cerca de 0 voltios debido al acoplamiento en continua sobre el otro amplificador operacional A2.



El segundo amplificador operacional dispone en su bucle de realimentación de un sencillo control de tonos de tres vías cuyas frecuencias o puntos de corte vienen determinados por el valor de los cuatro condensadores.

Si se desea, se puede añadir otro condensador a la salida de A2 dado que la salida de continua de este amplificador operacional varía en función del valor óhmico ajustado en cada momento en los potenciómetros.

Los puntos de corte de los controles de las frecuencias bajas (bajos) y de las frecuencias altas (agudos) se sitúan alrededor de los 200 Hz y 2 kHz respectivamente. El control de presencia opera alrededor de 1 kHz, mientras que la máxima atenuación se sitúa en los 16 dB. La relación señal/ruido, con todos los potenciómetros situados en su posición central, es mejor de 90 dB para un ancho de banda de 1 MHz. La ganancia es de 0 dB, pero se puede modificar cambiando el valor de R2.

70 Multímetro digital como medidor de frecuencias

La alta impedancia de entrada que presentan los multímetros (sobre todo los modelos digitales) junto con un adecuado convertidor frecuencia/tensión, son los únicos elementos necesarios para poder efectuar medidas de frecuencias.

El margen de trabajo del circuito propuesto se extiende desde 10 Hz a 1 kHz en la escala A y desde 1 kHz a 100 kHz en la escala B. La sensibilidad para medir frecuencias de hasta aproximadamente unos 10 Khz se sitúa en 35 mVpp, y para medidas comprendidas entre los 10 Khz y los 100 kHz se puede obtener una sensibilidad de unos 350 mVpp.

Como podrá observarse en el esquema eléctrico, la señal de entrada se aplica al círculo Trigger-Schmitt IC3 a través del circuito limitador realizado en torno a los diodos D1 y D2. Los circuitos biestables FF1 y FF2 junto con el circuito integrado IC2 forman un circuito monostable que cuando se dispara genera un pulso cuya anchura se determina de forma muy precisa en base a un cristal de 12 MHz.

El número de veces que el monostable se dispara por unidad de tiempo depende de la señal de entrada.

La amplitud del pulso depende de la tensión a la cual se alimente el monostable. La tensión de alimentación del circuito se obtiene a partir del regulador de tensión IC4 y se sitúa en los 5 V.

De esta forma, en la salida del monoestable, esto es en el terminal 13 del biestable FF2, se obtendrá un tren de pulsos cuya anchura y amplitud son constantes, pero cuyo número, y por tanto el va-

lor medio de la tensión, es directamente proporcional a la frecuencia de entrada.

La red RC presente en la salida de FF2 constituye un filtro paso bajo, por lo que la tensión media de los pulsos cargará el condensador C6.

Los potenciómetros P1 y P2 junto con las resistencias R7 y R8 forman un divisor de tensión que permite ajustar el convertidor frecuencia/tensión.

La tensión presente en bornas del condensador C6 se mide gracias al multímetro digital y es por tanto proporcional a la frecuencia de la señal de entrada.

En la escala A, una tensión de 10 mV corresponde a una frecuencia de 10 Hz, mientras que una tensión de 1 V tiene su correspondencia con una frecuencia de 1 KHz. Respecto a la escala B, una tensión de 10 mV se asocia a una frecuencia de 1 kHz y 1 V de tensión se corresponde con una frecuencia de 100 kHz.

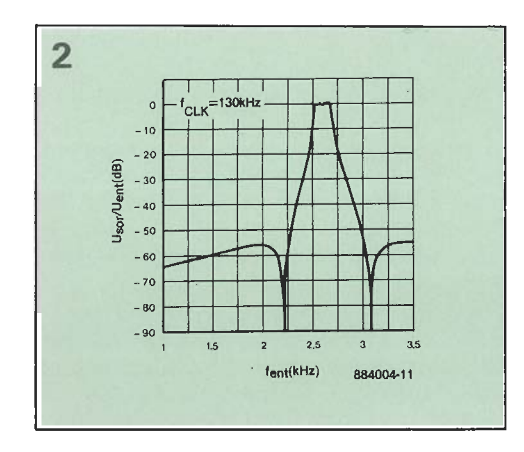
Para ajustar el medidor, conecte temporalmente la unión de las resistencias R7 y R8 al terminal 12 del biestable FF2 en lugar de al 13. No aplique ninguna señal de entrada. Sitúe el multímetro digital en la escala de 20 V y conéctelo en paralelo con el condensador C6 para medir la tensión entre bornas. Sitúe el conmutador S2 en la posición A (escala A) y ajuste P1 hasta que aparezca una lectura de 2.93 V sobre el multímetro. Seguidamente, coloque el conmutador S2 en la posición B (escala B) y el multímetro en la escala de 2 V, momento en el cual se ajustará P2 hasta que la lectura en el multímetro sea de 1.875 V. Finalmente, rehaga la unión de las resistencias R7 y R8 al terminal 13 del biestable FF2.

El medidor presentado se puede alimentar por medio de una batería de 9 V del tipo PP3 dado que el consumo de corriente es de tan solo unos 10 mA.

71 Filtro RTTY para 170 Hz

Cualquier aficionado a la recepción del tráfico de señales de radioteletipos apreciará el filtro de audio programable descrito seguidamente, el cual se puede ubicar en la entrada del convertidor de RTTY. Este filtro incrementa la relación señal ruido particularmente en la banda de onda corta más saturada.

El circuito se basa en el filtro programable modelo LTC1061 (IC3) de Maxim, tal y como se puede observar en la figura 2. La principal característica de este circuito integrado radica en que los valores resistivos necesarios par la realización de filtros RC sobre el circuito impreso están



simulados con condensadores. Esta técnica, aun poco conocida, se ha descrito ampliamente en las ediciones de XXXX y de XXXX de Elektor.

El valor de estos condensadores, y por tanto la frecuencia del filtro paso banda, se determina en función de la frecuencia del reloj aplicado al terminal número 8 del circuito integrado LTC1061. La frecuencia del reloj aplicado se modifica o altera por medio de una señal de 10 MHz aplicada a través de un circuito integrado divisor programable modelo 74HC40103 (IC1). El factor de división se puede ajustar entre 1 y 256 con la

1

ayuda de los interruptores S1a a S1h inclusive.

El circuito monoestable IC2 está encargado de convertir los pulsos de salida ofrecidos por el circuito divisor en una onda lo más simétrica posible, la cual se emplea en una etapa posterior como reloj para el circuito integrado IC3 (terminal B).

Las características del filtro vienen determinadas por los valores de las resistencias presentes en distintos terminales del circuito IC3 y están dimensionadas para obtener un filtro paso banda muy estrecho tal y como se requiere para los pequeños desplazamientos de las señales RTTY. Las características técnicas del filtro se pueden observar en la figura 1. La frecuencia central del filtro paso banda se puede desplazar con la ayuda de los interruptores.

En las transmisiones RTTY de banda estrecha (desplazamientos entre 70-170 Hz) sólo es necesario un único filtro, dado que tanto las frecuencias AFSK alta y baja puede pasar sin atenuación por el filtro. Para las señales de transmisión radiodifundidas RTTY (desplazamientos entre 425-850 Hz) lo mejor probablemente es emplear filtros independientes para las frecuencias altas y bajas.

El presente circuito consume una corriente que no excede de los 20 mA.



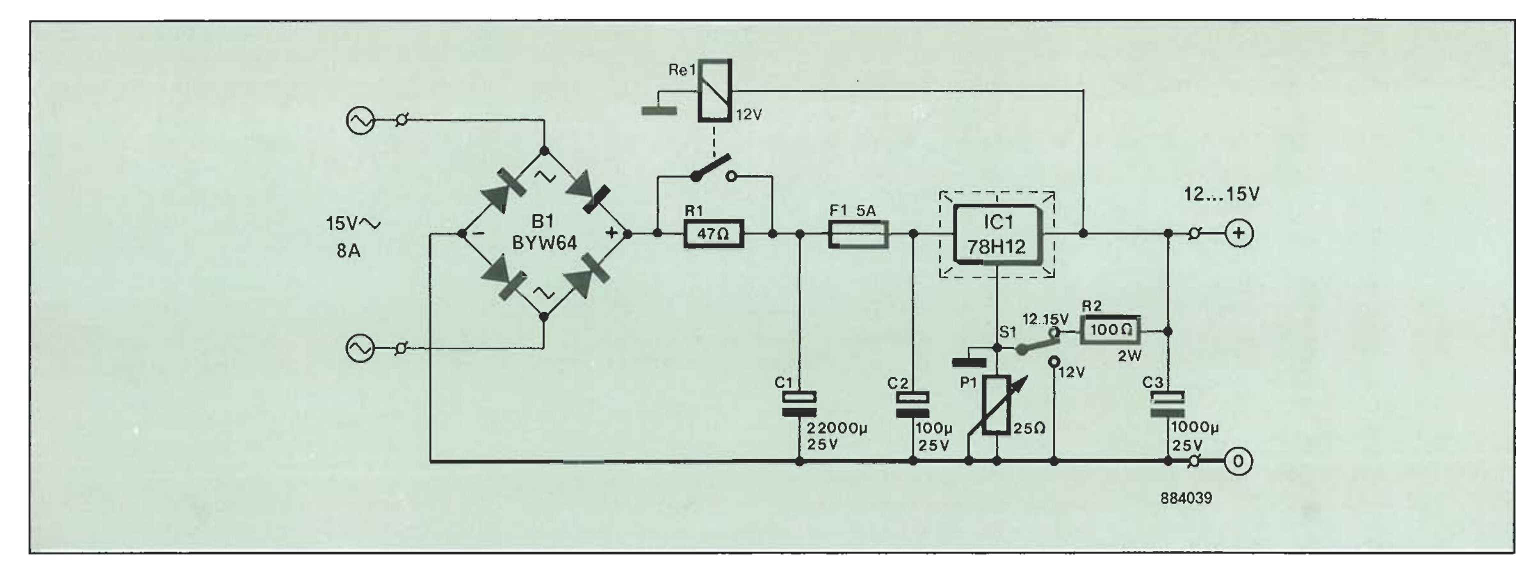
Retardo de conexión para fuentes de alimentación

El circuito descrito seguidamente permite incorporar a cualquier fuente de alimentación una protección contra cortocircuitos y un retardo en su conexión.

Las fuentes de alimentación que disponen de valores de condensadores de filtrado de gran capacidad pueden llegar a generar grandes niveles de corriente cuando se encienden, originando serios problemas que pueden alcanzar incluso el bobinado primario del transformador de red. Particularmente, cuando se emplean como transformadores de red los modelos toroidales puede ser necesario incorporar en el circuito de primario un fusible de mayor valor que el necesario para la normal protección de la fuente de alimentación.

El nivel de corriente en el circuito de secundario se limita por medio de la resistencia R1 en serie con el condensador de filtrado C1. Unos pocos segundos después de la conexión la resistencia R1 se cortocircuita por medio del contacto del relé Re1. Este método, comparado con la conmutación en el lado del primario del transformador, tiene la ventaja de no necesitar una fuente de alimentación separada para el relé y además no se tiene que conmutar los 220 V de la red.

Tomando como referencia el esquema mostrado en la figura adjunta podemos ver que el funcionamiento es bastante sencillo. En efecto, después del encendido, el condensador C1 se carga lentamente a través de la resistencia R1 durante unos segundos, pasados los cuales la tensión de salida ha tomado el nivel suficiente para activar el relé, lo cual originará que la resistencia R1 se cortocircuite. Cuando la salida de la fuente de alimentación se cortocircuita, la tensión de



salida disminuye hasta un nivel que llega a desactivar al relé Re1, momento en el cual la resistencia R1 entra de nuevo en funcionamiento en el circuito, la corriente de cortocircuito se limita y normalmente el regulador de tensión IC1 no tiene que limitar (baja desipación).

El conmutador S1 permite elegir entre una salida fija de 12 voltios o una salida variable entre 12 y 15 voltios.

Con cargas elevadas, puede ocurrir que la tensión de salida disminuya lo suficiente, a causa de la resistencia R1, para poder activar el relé. En este caso, será necesario quitar la carga de la fuente de alimentación antes de que ésta se conecte.

La masa del circuito está situada en un lugar poco usual para permitir que el circuito regulador IC1 se pueda montar sobre un radiador sin necesidad del correspondiente aislante (la masa del circuito integrado está conectada a su carcasa). Por esta razón, no está permitido emplear la tierra para conexiones a masa externas.

73 Control para polarrotor

La polarización de las señales de televisión transmitidas desde un satélite se definen como horizontal (H) o vertical (V) con respecto al ecuador por debajo del punto del subsatélite, y no como a menudo se asume de forma incorrecta, con respecto al horizonte de la Tierra. Dependiendo de la localización del sistema de recepción terrestre y de la posición geosíncrona del satélite, una señal poralizada horizontalmente puede tener algún desplazamiento con respecto al horizonte. Como regla general, cuanto más pequeño es el grado de elevación de un satélite en particular, más grande es el ángulo de desplazamiento de la polarización. No obstante, siempre la diferencia entre la polarización vertical y horizontal es de 90 grados.

La gran mayoría de las unidades de rotación para control de la polarización (polarrotores) disponibles comercialmente y empleadas para la selección entre los transpónder para polarización horizontal y vertical incluidos en los equipos de recepción de TV por satélite, incorporan un pequeño motor controlado por servo cuya dirección de giro se controla de forma automática por la circuitería de selección de canal incluida dentro de la unidad interior de recepción por satélite o simplemente por medio de un interruptor.

El motor controlado por servo gira una «sonda de prueba» con forma angular fija en el PTFE dentro de la guiaonda que está solidaria con el sistema de recepción. Esta sonda de prueba, que consta de un conductor insertado dentro de la guiaonda y sirve de acoplamiento con el resto del circuito externo, se puede rotar hasta 90 grados y retransmite la señal de 11 GHZ recibida desde el satélite por medio de una antena de cuarto de onda situada verticalmente en la guiaonda que se conecta al convertidor de bajo ruido (LNB o LNC).

El conjunto polarrotor se fija de forma permanente entre el sistema de recepción situado en la antena y la entrada al convertidor de bajo ruido (LNB), y se conecta a la unidad interior de recepción de TV por satélite a través de un cable de tres hilos que recorre el mismo camino que el clásico cable coaxial de bajada de la antena. En la unidad interior de recepción de TV por satélite publicada por Elektor (*) se incorpora un interruptor (S3) para este propósito, pero no se incluye el correspondiente circuito de control, que se desarrolla en el presente artículo.

El control del polarrotor consiste en un multivibrador astable que determina la dirección de giro del motor controlado por servo aplicándole sus pulsos de salida, que tienen unos valores de duración típicos de 1 ms (V) o 2 ms (H). Cuando el conmutador S1 de selección de polaridad horizontal o vertical (H/V) se cierra, la resistencia ajustable P1 se cortocircuita por lo que el circuito integrado IC1 genera unos pulsos con una duración de 1 ms. En el conjunto del polarrotor se emplean una combinación de pontenciómetros acoplados al eje del motor junto con un circuito electrónico para comparar la duración de

los pulsos de control del receptor con los pulsos de posicionamiento del eje generados internamente y controlar el motor hasta que los pulsos sean de igual duración. En este instante, la sonda de prueba de la señal de microondas situada en el sistema de recepción en la antena se sitúa verticalmente.

Similarmente, cuando el conmutador S1 está abierto, la resistencia ajustable P1 está presente en la red RC que controla el circuito temporizador IC1. Debido a que la resistencia total en este caso es mayor, el circuito IC1 genera unos pulsos de duración mayor, alrededor de 2 ms, por lo que la sonda de prueba de la guiaonda se rota 90 grados para permitir la recepción de las señales polarizadas horizontalmente.

El circuito de control junto con el motor controlado por servo se deberá alimentar de una fuente de alimentación regulada de 5 voltios, la cual es bastante fácil de realizar si se emplea un regulador de tensión integrado de tres terminales modelo 7805. En el caso de la unidad interior de recepción de TV por satélite mencionada anteriormente, la entrada al 7805 se puede conectar a la entrada del circuito integrado IC7 (modelo 7812 de la tarjeta que incorpora la fuente de alimentación, etapa de vídeo y de sonido). No obstante, se deberá tener cuidado de no sobrecargar el transformador de red Tr1 o las resistencias serie opcionales Rx, dado que el máximo consumo de corriente del conjunto control para polarrotor y motor se sitúa alrededor de los 300 mA. En algunos casos, puede ser necesario incorporar un condensador electrolítico de relativa gran capacidad para desacoplar la corriente continua que alimenta los terminales del motor controlado por servo. El valor de este condensador depende del consumo real del motor, pero un valor de 470 μF será más que satisfactorio en la gran mayoría de casos. Se recomienda emplear hilos de conexión gruesos y robustos para conectar el polarrotor al circuito de control.

El circuito propuesto es bastante simple de ajustar. Para tal fin, se conectará un osciloscopio a la línea de salida de los pulsos y se ajustarán las resistencias P1 y P2 hasta obtener unos pulsos cuadrados de salida de la duración correcta (observe que estos ajustes son interactivos). Seguidamente, se abrirá el polarrotor disponible para comprobar que el recorrido de la sonda de prueba cubre sin ningún problema el margen de 90 grados. Si no se dispone de un osciloscopio, las resistencias ajustables P1 y P2 se ajustarán hasta que el motor controlado por servo funcione de forma estable a lo largo de todo el margen de giro y en ambas direcciones. La corrección para el desplazamiento de la polarización se puede conseguir con bastante precisión realizando el anterior ajuste adecuadamente. El ajuste continuo de la posición de la sonda de prueba para realizar experimentos en la recepción de señales de TV por satélite se puede conseguir empleando potenciómetros en lugar de resistencias ajustables en la posiciones de P1 y P2. El consumo de corriente de la unidad de control presentada es de tan sólo unos 7 mA.

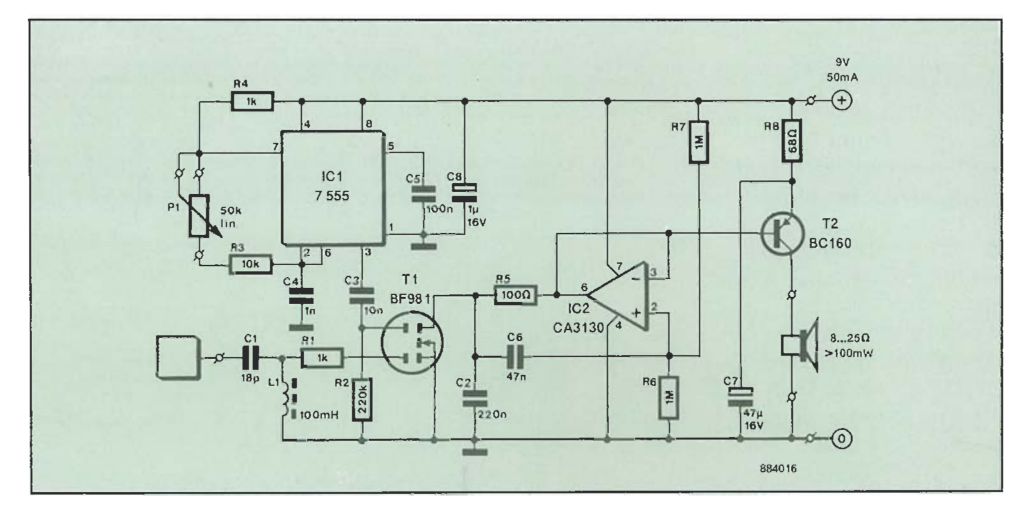
(*) Unidad interior para la recpeción de TV por satélite. Elektor n.º 82, 83 y 84.



Detector de deflexión

Los técnicos de reparación de las secciones de alta tensión de los monitores o de los receptores de televisión siempre llevan consigo una cierta cantidad de riesgo en su trabajo cotidiano. Por lo tanto, es de sentido común, sobre todo para los técnicos menos experimentados, buscar un método de prueba seguro para la comprobación de las altas tensiones.

En todos los receptores de televisión y monitores la alta tensión se genera en los circuitos de deflexión. Estos circuitos funcionan alrededor de los 16 KHz lo cual genera un relativamente fuerte campo magnético a través del transformador de líneas. Se puede asegurar casi con toda garantía que si los circuitos de deflexión funcionan correctamente, la alta tensión también funcionará correctamente. Evidentemente, existe la posibilidad de que exista un defecto propio de la alta tensión únicamente, pero no siempre se debe ser pesimista.



El circuito propuesto se puede observar en la figura adjunta, y permite una supervisión de los circuitos de alta tensión sin necesidad de incorporar cables o hilos de prueba en estos circuitos. El principio operativo del circuito propuesto radica en recoger todas las señales comprendidas entre los 14 KHz y los 45 KHz (y sus armónicos correspondientes) y convertirlas en señales de audio.

La frecuencia del oscilador IC1 se puede variar con la ayuda del potenciómetro P1, mientras que la salida de este oscilador se mezcla con la señal de deflexión detectada en el transistor T1. Dado que IC2 está conectado en configuración de girador, el filtro formado por la bobina L1 y el condensador C1 situado en el circuito del drenador de T1 suprime la señal de audio de la mezcla producto.

La pequeña señal de audio se simplifica en T2 a un nivel lo suficientemente alto para poder atacar un pequeño altavoz.

Para realizar la «punta» del detector, lo mejor es obtener un hilo pequeño de corta longitud procedente de un equipo de los que disponen de hilos de aislamiento y preferentemente, pero no necesariamente, conectado a una pequeña superficie de metal aislado. Para comprobar si los circuitos de deflexión funcionan correctamente, se deberán conectar previamente el monitor o receptor de televisión y el detector de deflexión. Seguidamente, se situará la punta de prueba en las proximidades del transformador de línea y el potenciómetro del detector de deflexión se ajustará hasta obtener un zumbido constante y audible por el altavoz. Cuando el monitor (o receptor de televisión) se desconecte, el zumbido debería desaparecer. Si esto sucede así, los circuitos de deflexión y por tanto de forma casi segura los circuitos de alta tensión funcionan correctamente.



Medidor digital de 3 3/4 dígitos

El presente artículo describe un panel digital de presentación realizado en torno a un circuito integrado medidor especial modelo ADD3701, y puede emplearse cuando se necesite medir con bastante precisión tensiones procedentes de una gran variedad de fuentes.

El circuito, representado en el esquema adjunto, emplea una referencia de tensión de alta estabilidad gracias a la incorporación del circuito LM336. El circuito integrado IC4 modelo ULN2003 se emplea como etapa excitadora de las salidas ofrecidas por el ADD3701, por lo que se puede atacar directamente a display de cátodo común. El circuito ADD3701 se encarga de la multiplexion del display por lo que el número de líneas de control necesarias es muy reducido. La corriente que circula por los distintos segmentos que constituyen los display se mantiene limitada por el empleo del conjunto de resistencias R8 a R15 inclusives.

El oscilador que determina la velocidad de conversión del convertidor analógico digital incorporado dentro del ADD3701 requiere una red RC externa, que en nuestro circuito está constituida por la resistencia R7 y el condensador C6. Dada la adecuada necesidad de suprimir la interferencia producida por la frecuencia de red, la frecuencia del oscilador es igual a 0.6*R7*C6). Para ajustar de forma precisa esta frecuencia se puede incorporar un potenciómetro en serie con la resistencia R7. Con esta frecuencia del oscilador, se realizan alrededor de tres conversiones por segundo.

Otra posibilidad de evitar la interferencia procedente de la frecuencia de la red consiste en emplear el medidor digital para efectuar tan solo medidas de tensiones continuas, en cuyo caso no se necesita emplear el dígito LD5. La tensión de entrada se aplica al terminal 11 (Vflt) a través de una resistencia de 100 KΩ. Los terminales de entrada V(+) y V(-) no se emplean en este caso. Asimismo, la frecuencia del oscilador no es necesaria que sea exactamente 400 Hz.

El medidor digital se calibra cortocircuitando la entrada y ajustando el potenciómetro P2 a una posición tal que la lectura del medidor sea 0.000. Seguidamente, se deberá aplicar una tensión de 1.900 voltios a la entrada y deberemos ajustar el potenciómetro P3 hasta que el medidor ofrezca una lectura de 3.900 voltios. En esta situación, una tensión de entrada de 1.999 voltios dará una lectura de 3.999 voltios. Téngase en cuenta este detalle si se está contemplando la posibilidad de incorporar un atenuador a la entrada.

La carga presentada por la etapa de entrada al divisor de tensión presente en la entrada es muy pequeña: típicamente, la corriente de entrada es de 1 nA (máximo 5 nA).

La fuente de alimentación (no regulada) deberá ser tal que aporte una tensión comprendida entre 8 y 12 voltios con una corriente de 250 mA. El circuito, incluyendo los display, consume alrededor de los 150 mA.

(Este artículo está basado en las notas de aplicaciones de National Semiconductor).

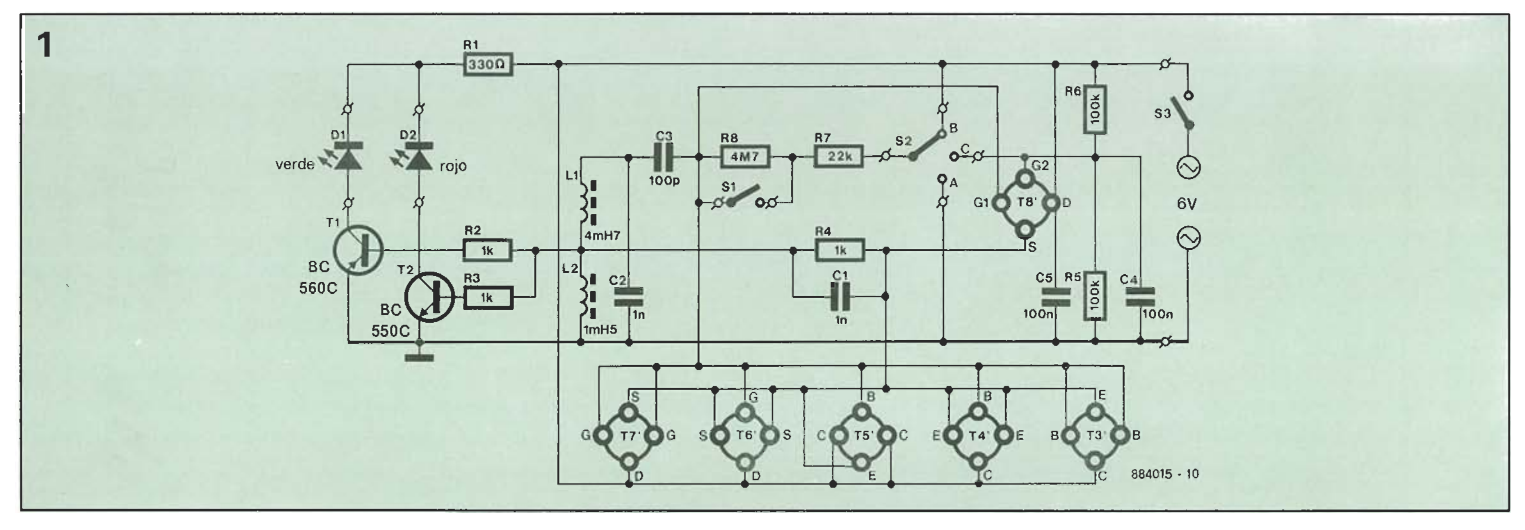


Sencillo comprobador de transistores

Mientras se trabaja con los circuitos electrónicos a menudo es necesario comprobar de forma rápida transistores bipolares o de efecto de campo (F.E.T.) antes de que estos se incorporen en el circuito impreso, o bien cuando estos transistores se han desoldado de un circuito porque se sospecha de su mal funcionamiento.

De forma más específica, los aficionados asiduos a la realización de montajes prácticos necesitarán saber si un transistor de un tipo conocido está operativo o no, así como si un transistor de un tipo desconocido es un modelo particular de F.E.T. o de transistor bipolar (P.N.P. o N.P.N.).

El comprobador presentado se puede realizar casi con toda seguridad a partir de los componentes que se disponen en la caja de restos existentes en todo taller electrónico que se precie de serlo. Cuando el transistor bajo prueba (T.U.T, «Transistor Under Test») está bien y correctamente conectado, el circuito oscilará durante la mitad del período de tiempo de la señal alterna de alimentación (50 Hz). El diodo LED rojo D2 luce cuando el T.U.T. está correcto y es del tipo N.P.N. La función del diodo LED verde D1 es similar para los T.U.T. de modelo P.N.P. La indicación del estado correcto/no correcto del transistor bajo prueba se obtiene por medio del conmutador S2 situado en su posición central y del comnutador S1



Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 330 Ω
R2...R4 = 1 k
R5, R6 = 100 k
R7 = 22 k
R8 = 4M7

Condensadores:
C1, C2 = 1 n
C3...C5 = 100 n

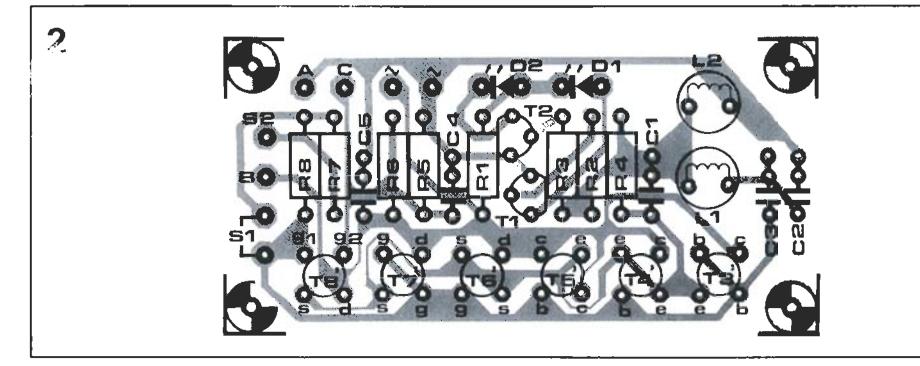
Semiconductores:
T1 = BC 560C
T2 = BC 550C
T3'...T8' = zócala de 4 patillas para transistor
D1 = LED verde
D2 = LED rojo

Bobinas:
L1 = 4mH7
L2 = 1mH5

Varios:
S1, S3 = interruptor miniatura
S2 = conmutador de 3 posiciones

Controles / Tipo	S1	S2 (B ○, ○ C, A ○)
BIPOLAR	● ○	● ● ○
J FET	×	● ● ●
MOSFET DG	×	○ ○ ● (Ug2 = ½ Ud) ● ● ● (g1 a g2)
FET (MOS) MEJORADO		● × ○ ●

● = oscilación
○ = ausencia de oscilación
× = indiferente



abierto, tal y como se muestra en el diagrama del circuito.

Los diodos LED indicarán que la amplitud del oscilador es significativamente baja, o nula, cuando se cierra el conmutador S1 y tenemos un T.U.T. bipolar montado. El correcto funcionamiento de los F.E.T. produce una oscilación independientemente de la posición de S1. Sólo los J-F.E.T. y los M.O.S.F.E.T. de doble puerta producen oscilaciones cuando el conmutador S2 está situado en las posiciones A y C.

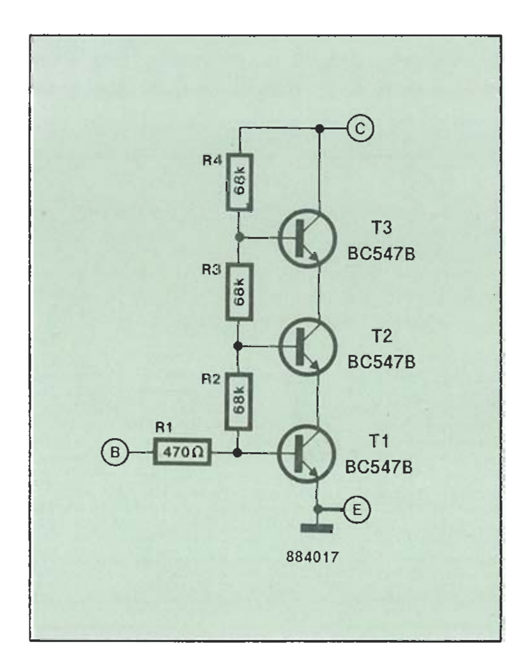
La tabla que acompaña a este artículo habla por sí sola. Observe que S3 deberá abrirse y cerrarse después de cada cambio en la posición de S2.

Finalmente, la alimentación ideal para el comprobador de transistores debería ser un adaptador de red que proporcione del orden de los 6 VAC.



BC547 para altas tensiones

Seguramente, más de un lector ha deseado emplear alguna vez un BC547 con tensiones más elevadas que las permitidas según sus hojas de características. Para solventar este problema, se puede conectar un número determinado de BC547 en serie tal y como se muestra en el esquema adjunto.



Esta configuración tiene algunas, aunque pequeñas, desventajas: existe una corriente de fugas constante a través de las resistencias y la tensión de saturación también se incrementa.

En aquellas aplicaciones donde estas desventajas sean pequeñas o no tengan importancia, el circuito mostrado se puede emplear con tensiones de hasta alrededor de 100 voltios.

Supongamos que tenemos que conmutar una tensión de 100 voltios y que la máxima corriente es de 2 mA. Si la amplificación de corriente es de 200, la corriente de base llegará a ser de 10 μA. En esta situación, el transistor T3 se activará tan pronto como la tensión que caiga en bornas de la resistencia R4 sea de 0.68 voltios. La corriente de base de T2 también circula a través de R4 por lo que la caída de tensión a través de esta resistencia llega a 1.36 voltios.

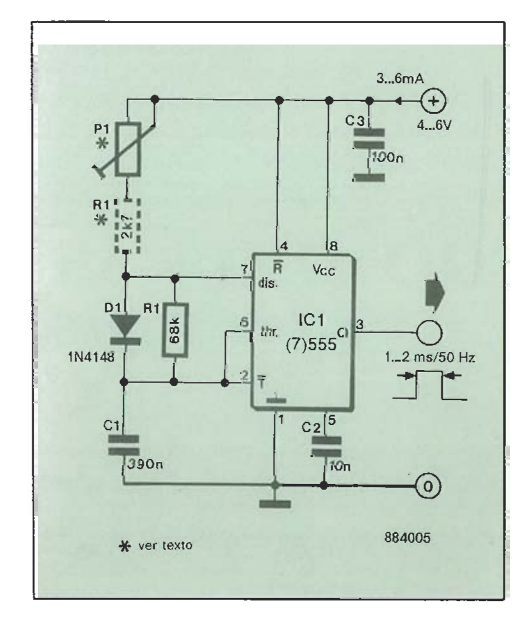
La corriente que conmuta al transistor T1 fluye a través de la resistencia R1 por lo que no origina una caída de potencial a lo largo del divisor resistivo. Por supuesto, existe la típica tensión de saturación de unos 0.2 voltios en bornas de T2. Resumiento, podemos decir que la caída de tensión a lo largo del divisor resistivo es de 3 * (10^-5 * 68 * 10^3) + 0.2 = 2.2 voltios.

Incrementando el valor de las resistencias a 270 KΩ, se aumenta la tensión de saturación a 8.3 voltios. En este caso la corriente de fugas es mucho más pequeña.



Generador de pulsos para servos

Los circuitos electrónicos empleados para la generación de las señales de control de los aparatos controlados por servomecanismos se están convirtiendo en bastante habituales en los últimos años, lo cual parece suficiente razón para presentar seguidamente otro de estos circuitos.



La popularidad del control por servos se está incrementando debido al bajo precio de los motores de servo, y al hecho de que se pueden emplear en una gran variedad de aplicaciones. El presente diseño está pensado para el control directo de un servomecanismo.

La simplicidad del circuito fue el primer requisito del diseño, por lo cual es bastante razonable que la base del diseño sea el famoso circuito integrado temporizador 555. Desafortunadamente, este circuito tiene la característica, en su configuración estándar, de generar trenes de pulsos con un factor de trabajo (*) del 50 % o mayor. Esto es así, debido a que el tiempo de carga constante es siempre mayor que el de descarga dado que durante la carga, la resistencia de descarga está en serie con la resistencia de cargas.

Por otra parte, los servomecanismos requieren tenes de pulsos con factores de trabajo normalmente por debajo del 50 %. Idealmente, los pulsos deberían tener una anchura entre 1 y 2 ms, y la frecuencia de repetición de los pulsos (prf) debería ser de alrededor de 50 Hz. Con estos parámetros previos, el factor de trabajo se sitúa entre el 5 y el 10 %.

Este problema se puede resolver invirtiendo la señal de salida del 555 con la ayuda de un transistor y dos resistencias, pero esta decisión la consideramos demasiado extravagante. Todo lo que se nece-

sita es un diodo adicional y una reubicación de la resistencia de descarga. El tiempo de carga, y por tanto la longitud del tiempo en el cual la salida del circuto integrado está a nivel lógico alto, viene ahora determinada por el potenciómetro P1 junto con la resistencia R1 y el tiempo de descarga existente a través de la resistencia R2.

Los valores de los componentes presentes en el circuito se han elegido de tal forma que generen un pulso de anchura variable entre 1 ms y 2 ms cuando la resistencia existente entre la línea de positivo y el anodo del diodo D1 se incremente de 2k7 a 5k4. Esta reducción en el valor de la resistencia se efectúa normalmente por un desplazamiento de 75 grados del potenciómetro P1 (recorrido normal de un joystick), si éste tiene un valor de 10 KΩ. Este potenciómetro debe situarse en una posición donde su resistencia sea 4k1 cuando el joystick esté en su posición central. La resistencia R1 debería ser entonces sustituida por un puente de hilo rígido.

Es posible emplear el recorrido normal de 270 grados de un potenciómetro, el cual tendrá entonces un valor de 2k7. En este caso, la resistencia R1 se deberá emplear como se muestra en la figura.

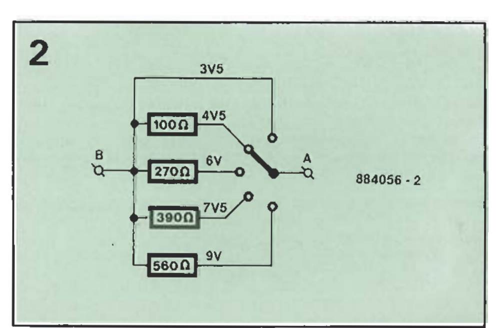
(*)El factor de trabajo de un tren de pulsos es la relación entre la anchura media del pulso al espacio medio entre pulsos dentro del tren de pulsos total.

79 Fuente de alimentación autoconmutable

La fuente de alimentación presentada en este artículo se desconecta automáticamente cuando no está circulando corriente por su carga. El método de realizar esta función se muestra en el diagrama del circuito de la figura 1.

Cuando circula corriente por la carga, la diferencia de potencial existente entre las bornas del diodo D1 es suficiente para originar que el diodo D2 junto con el transistor T2 entren en conducción. En este instante, el transistor T1 entra en saturación activando en consecuencia el relé Re1. cuando la corriente a través de la carga cesa, el transistor T2 se desactiva. Bajo estas circunstancias, la corriente de base del transistor T1 cargará el condensador C2 por lo que después de unos pocos segundos el relé se desactivará. El contacto del relé Re1 desconectará entonces el primario del transformador de red, y por ende se desconectará la fuente de alimentación. La fuente se enciende de nuevo volviendo a conectar la carga y pulsando ligeramente el interruptor S1.

La tensión de salida depende de la resistencia presente entre los puntos A y B. Un puente de hilo da como resultado una tensión de salida de alrededor de los 3.5 voltios. Por cada 100 ohmios de incremento, la tensión de salida se incrementará alrededor de 1 voltio (la corriente entre el regulador y masa es aproximadamente constante y con un valor de 10 mA). Esta relación hace posible obtener una tensión de salida variable con la ayuda de tan sólo algunas resistencias y de un conmutador rotativo, realizando la configuración mostrada en la figura 2.



El relé Re1 debería ser de un tipo adecuado para la conmutación de tensiones de red. La relación de alterna del secundario del transformador Tr1 debe ser de alrededor de 1.5 veces más alta que la deseada relación de corriente continua. la corriente de salida no excederá de 1 A; si esta magnitud de corriente se va a consumir de forma regular, se recomienda incrementar el valor del condensador C1 a 1500 μF.

El retardo en la desconexión de la fuente se puede ampliar incrementando el valor del condensador C2. El radiador para el circuito integrado regulador IC1 deberá estar en concordancia con la corriente de salida de la fuente.



80 Retardo para la luz interior del coche

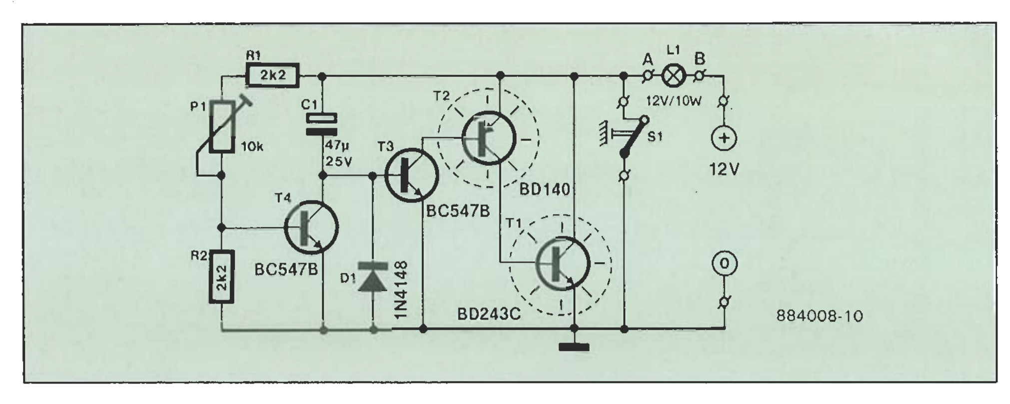
Supongamos que se ha encontrado en la siguiente situación alguna vez: es una noche cerrada y llueve a mares, desesperadamente busca su coche hasta que al fin lo encuentra, rápidamente abre la puerta y sin mediar palabra se sienta delante del volante y cierra bruscamente la puerta. Por ahora cree que todo ha terminado, pero con ansias grita «dónde estará ahora la llave de contacto». Si desea que esta situación no le vuelva a ocurrir, lo que tiene que hacer es incorporar el siguiente circuito como un accesorio de su coche.

El presente circuito mantiene encendida la luz interior de un coche durante un breve espacio de tiempo una vez que se haya cerrado la puerta del coche. El cir-

cuito se conecta en serie con el interruptor de la puerta del conductor, ya que estos interruptores suelen ser bastante fáciles de extraer.

En el diagrama del circuito mostrado en la figura adjunta, el interruptor S1 corresponde con el interruptor de la puerta del conductor y la lámpara I1 es la luz interior del coche. Tan pronto como la puerta se abre, el interruptor S1 se cierra y se enciende la lámpara. Cuando se cierra la puerta, S1 se abre y por tanto la luz se apaga. Los 12 voltios de alimentación procedentes de la batería del coche están entonces presentes en bornas del interruptor.

El circuito propuesto detecta cuándo la tensión presente en el interruptor S1 comienza a incrementarse, momento en el cual el transistor T3, y consecuentemente los transistores T1 y T2, se activan. Esta acción tiene como resultado un incremento rápido en la tensión presente en el interruptor S1 de alrededor de 1 voltio, después de lo cual la tensión se incrementa muy lentamente. Esto significa que la luz interior permanece luciendo aunque su brillo decrecerá lentamente.

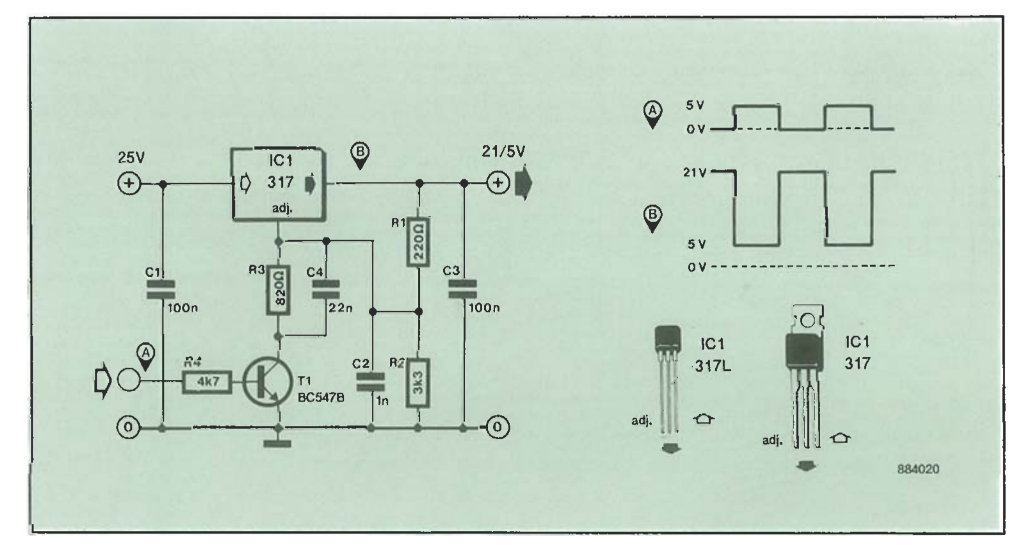


A un cierto nivel de la tensión presente en S1, el transistor T4 se activa lo cual incide en el transistor T2, llegando a que T3, T2 y T1 se desactiven. En este momento, la luz interior del coche se apaga rápidamente.

El retardo existente hasta que la luz del coche se apague después de que se haya cerrado la puerta se ajusta por medio del potenciómetro P1, aunque también viene afectado por el valor del condensador C1. Cuanto mayor sea este valor, mayor será el tiempo de retardo y menor la variación de luminosidad de la luz interior. Una vez que se haya apagado la luz, el circuito propuesto no consume apenas corriente.

81 Fuente de tensión programable

En un gran número de aplicaciones, como por ejemplo los programadores de memorias EPROM, se necesitan emplear tensiones de alimentación conmutables entre una gran variedad de niveles. El presente circuito permite al usuario obtener tensiones comprendidas entre 5 y 21 voltios. Tan pronto como el transistor de conmutación T1 entra en conducción, la resistencia R3 se conecta en paralelo con la resistencia R2. Esta última disminuye la resistencia total presente entre el terminal de ajuste (Aju) del regulador de tensión LM317 y la masa del circuito y por tanto la tensión de salida.



Es posible añadir un número determinado de transistores de conmutación y sus correspondientes resistencias y condensadores asociados al circuito para incrementar la cantidad de las tensiones de salida disponibles.

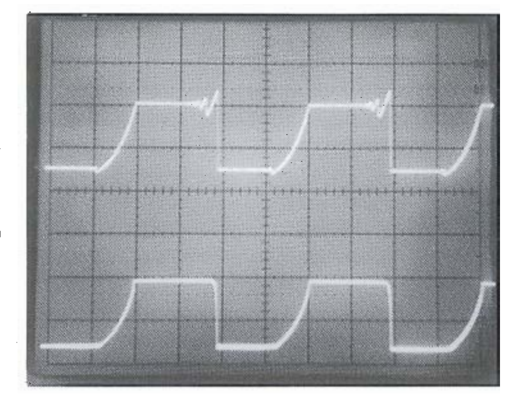
El nivel de la tensión de salida depende de la relación existente entre la resistencia R1 y el valor resistivo que resulta de la unión en paralelo de las resistencias R2 y R3. La diferencia de potencial presente en bornas de R1 es siempre de 1.2 voltios. D esta forma tendremos que la tensión de salida Uo vendrá dada por la expresión siguiente:

$$Uo = \left[1 + \frac{R2/R3}{R1}\right]$$

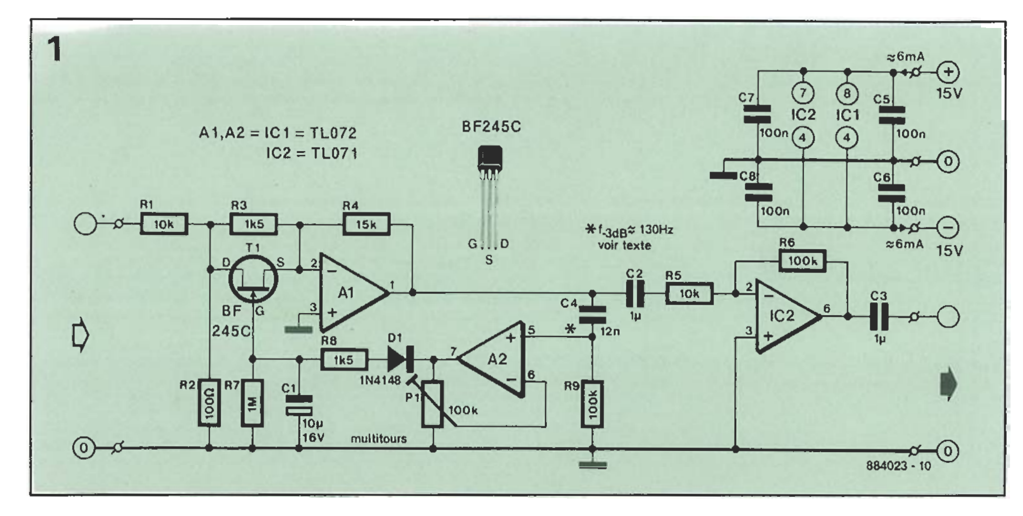
Los condensadores C1 y C3 sirven para optimizar la conmutación presente en el circuito. El valor de estos componentes tienen que ser establecidos con la ayuda de un generador de ondas cuadradas y un osciloscopio. El efecto de estos condensadores sobre la tensión de salida se representa en la fotografía adjunta.

El empleo de un regulador de tensión integrado tiene una desventaja inherente y es que éste tiene por sí mismo una limitada generación de corriente. Si por ejemplo, se emplea el modelo «L» de regulador de tensión, la limitación de corriente comienza alrededor de los 100 mA. No obstante, esta magnitud de corriente es más que adecuada para la gran mayoría de memorias EPROM.

Finalmente, es posible sustituir el transistor T1 y la resistencia R4 por una puerta TTL de alta tensión y colector abierto, como por ejemplo las incorporadas en el circuito integrado modelo 7407.



82 Control automático de volumen



El presente control automático de volumen (C.A.V.) ofrece con pocos componentes una amplificación extra sobre la señal de entrada al mismo tiempo que asegura que la comprensión dinámica no se altera. Por tanto, elimina aquellas diferencias existentes entre la sonoridad de la voz y de la música emitida por la radio o la televisión.

El principio de funcionamiento del circuito es relativamente simple. El transistor de efecto de campo (F.E.T.) T1 se emplea en virtud de ofrecer una resistencia variable. El valor de esta resistencia, Rds (on), puede variar desde un valor infinito hasta unos 150 Ω. Como podrá observarse en el esquema, esta resistencia se encuentra conectada en paralelo con la resistencia R3 y en serie con R4, cuyo conjunto determina la ganancia del amplificador operacional A1. Sin el efecto del F.E.T., la ganancia de A1 se sitúa alrededor de los 20 dB.

El amplificador operacional A2 está configurado como amplificador no inversor cuya ganancia se puede fijar por medio del potenciómetro P1. La parte negativa de la señal de salida del amplificador A2 se conecta al terminal puerta del F.E.T. T1 a través de un rectificador formado por D1, C1, R7 y R8. La resistencia R8 asegura que la conmutación de T1 sucede de forma regular, es decir, que tiene lugar en un corto tiempo antes de que entre en funcionamiento T1, o lo que es lo mismo las diferencias momentáneas presentes en el nivel de entrada no afectan a la ganancia global del circuito. La disminución de ganancia también tiene lugar de forma gradual dado que el condensador C1 se descarga regularmente a través de la resistencia R7.

Debido a que la resistencia del F.E.T. T1 está influenciada por la tensión fuente-drenador Uds, el nivel de la señal se tiene que mantener tan bajo como sea posible (gracias al empleo de amplificadores operacionales no existe tensión continua en la unión fuente-drenador). En virtud de este hecho, se ha incorporado un atenuador formado por el par de resistencias R1-R2 en la entrada del circuito. El factor de atenuación ofrecido por estas resistencias se sitúa alrededor de los 40 dB.

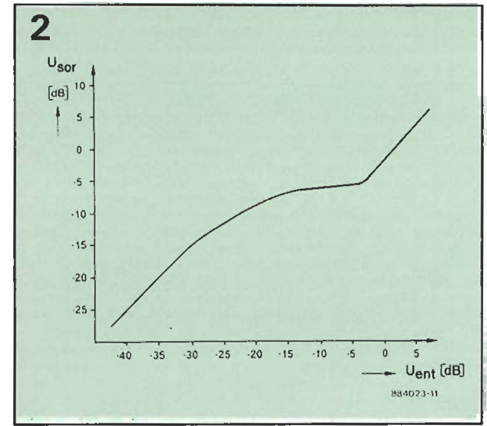
Este atenuador permite que señales de hasta 1 Vrms se pueden procesar con una distorsión no mayor del 0.6 %. Con una entrada de 1 Vrms, la relación señal ruido es de alrededor de los 70 dB.

El factor de amplificador de A1 y A2 compensa las pérdidas en el atenuador, con lo que la ganancia total del circuito, con T1 desactivado, se fija en 0 dB.

La red formada por R9 y C4 constituye un filtro paso alto que asegura que los tonos bajos no afecten la función de control de volumen de forma notoria. El punto de corte del filtro se puede alterar en función de los gustos personales de cada lector.

Las señales de un nivel bajo son amplificadas por un factor, fijado por el potenciómetro P1, de hasta 6.9 (ganancia = 17 dB). La figura 2 muestra la relación existente entre los niveles de entrada y salida.

El circuito propuesto necesita una tensión de alimentación de ±15 voltios y consume del orden de los 6 mA.



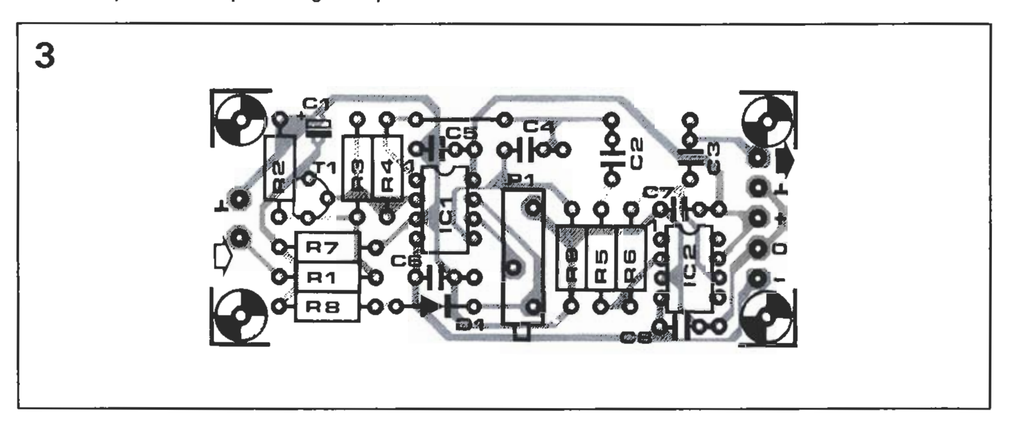
Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1; T5 = 10K
R2 = 100Ω
R3; R8 = 1K5
R4 = 15K
R6; R9 = 100K
R7 = 1MO
P1 = 100K ajustable multivuelta

Condensadores:
C1 = 10μ; 16 V
C2; C3 = 1μ0; MKT
C4 = 12N
C5...C8 incl. = 100n

Semiconductores:
D1 = 1N4148
T1 = BF245C
IC1 = TL072
IC2 = TL071

EPS 884023 (no disponible en el servicio EPS).





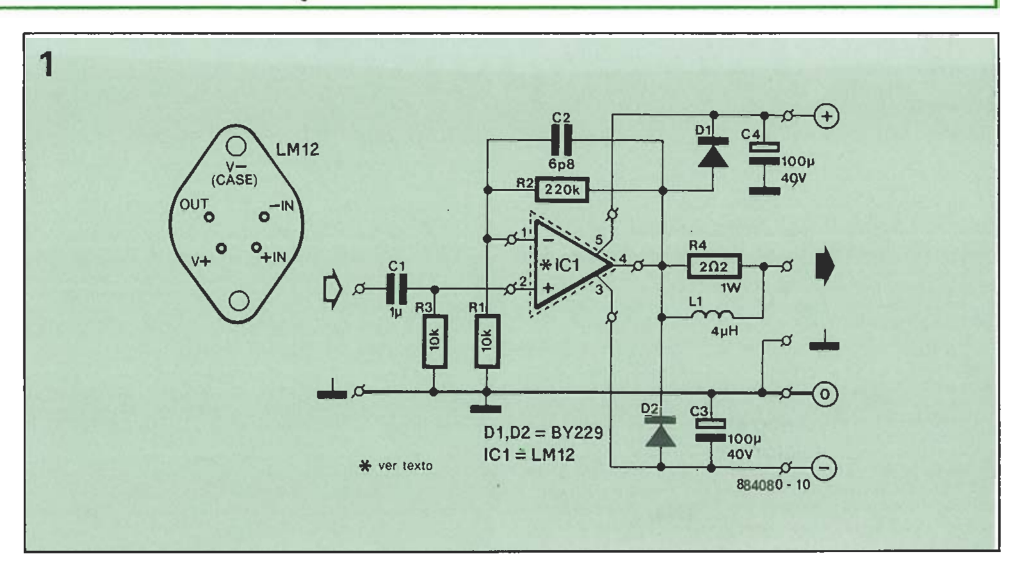
Amplificador monochip para audio de 150 W

El amplificador operacional de National Semiconductor modelo LM12 tiene al menos una característica digna de mencionar: su alta capacidad de corriente de salida situada alrededor de los 10 A. Este circuito integrado, encapsulado en formato TO-3 con cuatro terminales, puede gobernar potencias de pico de hasta 800 watios y dispone de unos circuitos de protección internos muy importantes capaces de prevenir cualquier daño causado por exceso de carga o de tensión. La temperatura de pico en operación de la etapa de potencia transistorizada interna al circuito se mide controlando un limitador que forma parte del denominado «circuito de protección dinámico de seguridad».

La etapa de potencia de salida no está conectada al correspondiente terminal del circuito hasta que la tensión de alimentación supera los 14 voltios (±7 V). La desconexión de la etapa de salida es automática cuando la temperatura del circuito sobrepasa aproximadamente los 150 ° C. Se pueden conectar dos LM12 en paralelo o en configuración de puente en aquellas aplicaciones donde se necesitan grandes potencias (reguladores de tensión, excitadores de motores, motores paso a paso o controladores de servos de potencia, etc.). La presente aplicación describe el empleo del LM12 en un amplificador de audio de gran potencia.

Como podrá observarse en el diagrama del circuito adjunto, la etapa de salida incorpora dos diodos de protección. Estos diodos (D1 y D2) previenen que la tensión de salida exceda la tensión de alimentación cuando la etapa push-pull presente en la etapa de salida del circuito integrado se sobresature, y la carga del amplificador sea principalmente inductiva. Los diodos también protegen al circuito integrado cuando se cortocircuita la salida a la línea de alimentación positiva o negativa. El modelo LM12CL o el LM12C se pueden emplear con tensiones de alimentación de hasta ±30 voltios o ±40 voltios, respectivamente.

La corriente de polarización de la etapa de entrada está compensada dado que el circuito está diseñado para obtener una virtual impedancia idéntica en la entrada inversora y no inversora del amplificador operacional. El offset de entrada se sitúa como valor máximo en los 20 mV. Si se considera que este valor es demasiado elevado, se puede cancelar completamente aplicando el apropiado circuito de compensación de la tensión de offsett a una de las entradas del amplificador operacional (emplee un divisor de tensión bien desacoplado). El offset de la etapa de salida en un gran número de prototipos, sin circuitería de compensación, estaba situado entre los 100 y 200 mV.



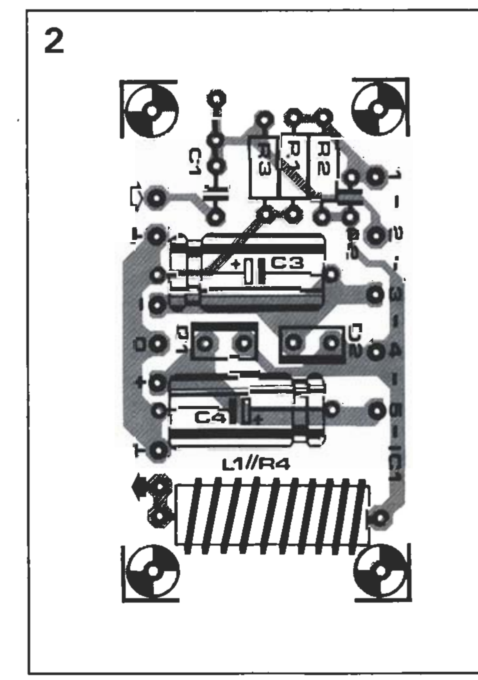
Lista de componentes

Resistencias:
R1, R3 = 10 k
R2 = 220 k
R4 = 2°2/1 W

Condensadores:
C1 = 1µ MKT
C2 = 6p8
C3; C4 = 100µ; 40 V

Semiconductores:
D1, D2 = BY 229
IC1 = LM12 (Semiconductor Nacional).

Varios:
L1 = 4 µH (40 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm de sección).
radiador para IC1.



El ancho de banda a mitad de potencia (-3 dB) del amplificador es de 16 Hz a 40 KHz, la distorsión aproximadamente es del orden de 0.02 % para una potencia de 1 W y resistencia de carga de 2 o 4 Ω. A plena potencia, la distorsión se incrementa hasta el 0.05 % (Ub = ±30 V; R1 = 4Ω). La máxima corriente se obtiene con una carga de 2Ω, pero entonces la distorsión aumenta al 0.1 %.

La corriente en reposo del amplificador se sitúa entre los 65 y 100 mA. La bobina L1 se realizará devanando 40 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 1 mm de diámetro sobre la resistencia de potencia R4. Esta bobina sirve principalmente para asegurar una correcta operación de la rama de realimentación del amplificador con cargas capacitivas, tales como pantallas de alta constante inductiva o altavoces con filtros de cruce.

Está claro, que la fuente de alimentación para el amplificador deberá ser capaz de soportar los requisitos sobre la corriente de pico del LM12. Para el modelo LM12CL, se recomienda emplear como transformador de red un modelo toroidal con un devanado secundario de 2 × 22 voltios (sólo en este caso se pueden suministrar 150 W sobre una carga de 2Ω). Dependiendo de la aplicación y de la potencia de salida exigida, el secundario del

transformador de red deberá dimensionarse entre 7 y 12 A. Los condensadores de filtro presentes en la fuente de alimentación simétrica no deberán ser menores de 20.000 µF por cada rama.

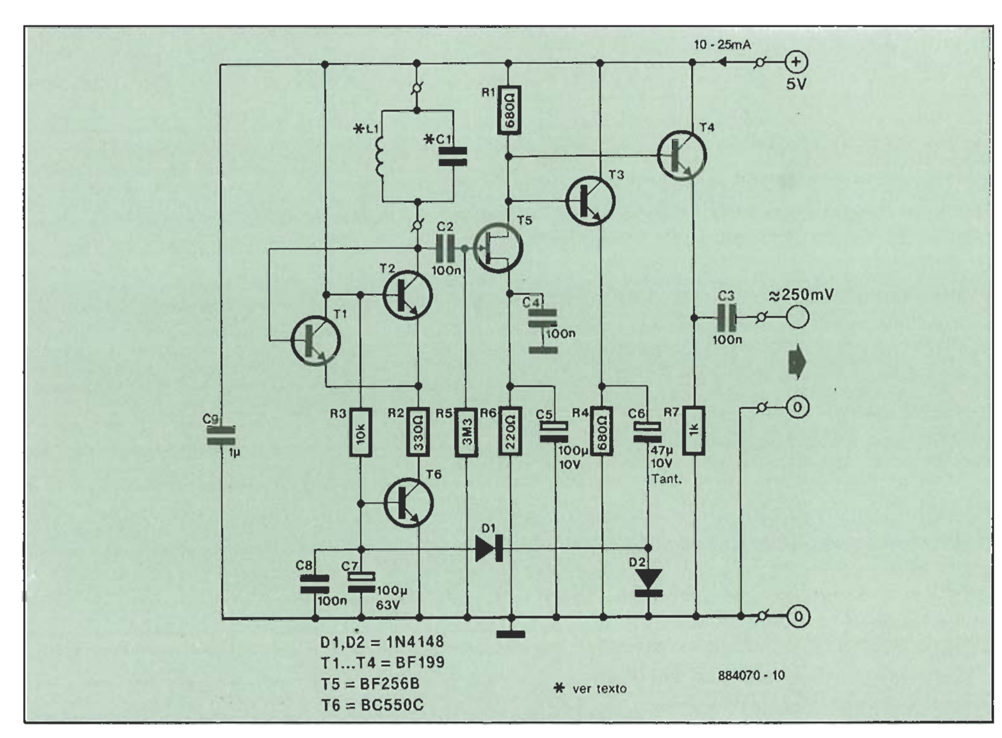
Finalmente, el circuito integrado IC1 deberá alojarse en un radiador dimensionado adecuadamente, del cual estará aislado eléctricamente.



Oscilador LC de baja frecuencia

Hasta ahora no siempre se han apreciado las características de un circuito LC para generar bajas frecuencias. El presente circuito propuesto, empleando componentes de buena calidad, puede utilizarse para generar frecuencias por debajo de 150 Hz, y posiblemente incluso aún más bajos. El oscilador propuesto consta de un transistor T1 y otro T2 junto con un circuito LC conectado en el circuito de colector de T2. El factor de amplificación se ajusta con la ayuda de la fuente de corriente realizada en torno al transistor T6.

La tensión existente a lo largo del circuito resonante se transforma a una alta impedancia y se amplifica en el transistor T5. La salida de este transistor de efecto de campo (F.E.T.) se restablece por medio de T3 y seguidamente se rectifica gracias al empleo de los diodos D1 y D2. La tensión continúa resultante se emplea para atacar la fuente de corriente. Dado que la tensión rectificada todavía contiene un pequeño rizado, se ha añadido una etapa búffer, realizada en torno a T4, a la salida del oscilador.



El circuito genera una corriente del orden de 20 mA, la cual se puede aumentar hasta 25 mA para frecuencias mayores. La impedancia de salida del oscilador se ha mantenido lo más baja posible en orden a obtener un ancho de banda tan grande como sea posible.

Se pueden emplear valores más grandes para la inductancia L1 y obtener de esta forma un factor Q razonablemente alto. Los valores de los condensadores se pueden aumentar a 10 µF, pero téngase presente que no se pueden emplear condensadores del tipo electrolítico.

En nuestro circuito prototipo, la bobina L1 tenía un valor de 150 mH y el condensador C1 era de 6.8 µF, con lo que se obtenía una frecuencia resultante de 150 Hz. El oscilador genera una onda sinusoidal pura hasta los 7 u 8 MHz y funciona correctamente hasta aproximadamente los 30 MHz, sin embargo a estas frecuencias la forma de onda resultante ya no es una sinusoide pura. El funcionamiento del circuito a frecuencia aún más altas es posible, pero el nivel de salida entonces cae por debajo del valor nominal de 250 mV.

El circuito se puede emplear para medir condensadores o bobinas de valores desconocidos, situando los componentes en la red LC y averiguando sus valores con la ayuda de la fórmula:

$$f = \frac{1}{2*\pi*[(LC)0.5]}$$



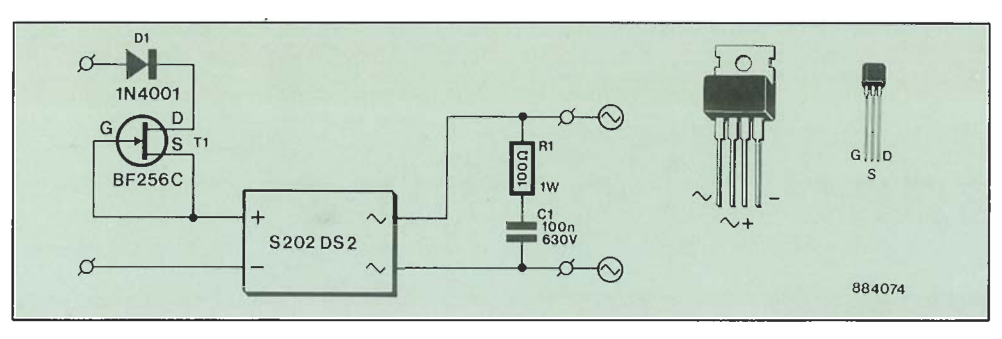
Relé de estado sólido monochip

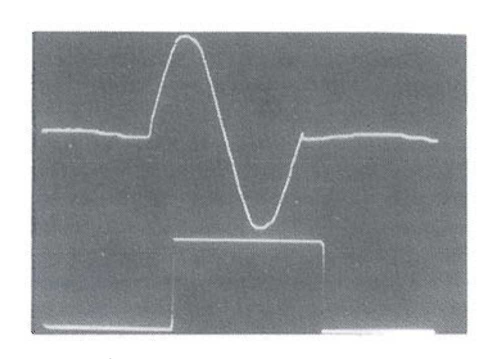
Recientemente, han sido introducidos en el mercado por Sharp relés de estado sólido de baja potencia (25 a 600 W). Estos dispositivos pequeños y compactos conmutan de forma efectiva en el cruce por cero de la tensión de red al mismo tiempo que incorporan la circuitería necesaria para un correcto aislamiento eléctrico. La fotografía adjunta muestra claramente que la conmutación ocurre exactamente en el momento del cruce por cero. Este hecho previene de las corrientes de conmutación elevadas en las lámparas y de esta forma extiende la vida media de las mismas.

La tensión de ruptura de la sección que incorpora el triac es de 2 kV, con tan solo un paso de 0.1 pulgadas entre los terminales del dispositivo.

El relé necesita una corriente de activación de 10 mA a 1.4 voltios, pero con cargas inductivas estos valores se aumentan, siendo necesarios al menos 25 mA.

Los componentes adicionales mostrados en el diagrama adjunto hacen más utilizable de forma universal al relé. El diodo D1 previene al circuito integrado de posibles daños si se conecta de forma incorrecta la entrada del circuito. El tran-





sistor T1 fija la corriente de disparo de forma precisa a 10 mA. La red RC colocada en la salida del circuito previene al triac de los picos presentes en la forma de onda de la tensión de entrada.

El circuito integrado se puede utilizar sin la necesidad de radiador para conmutar corrientes de hasta 1 A. Para la conmutación de corrientes más elevadas, hasta un máximo de 3 A, se deberá emplear un radiador de 2mm de grueso y de 100 × 100 de superficie.

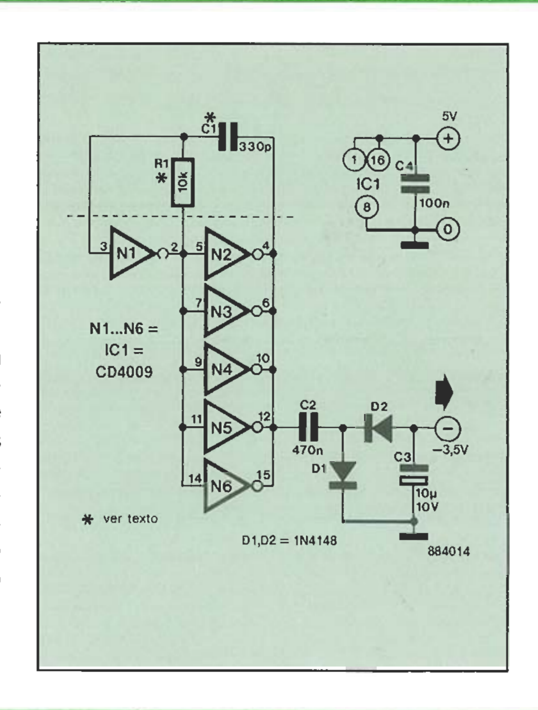


Fuente auxiliar de tensión negativa

Muchos circuitos electrónicos requieren, además de la habitual fuente de tensión positiva, una tensión de alimentación negativa de la cual sólo se necesita un pequeño consumo de corriente. En Estos casos, un transformador de red con dos devanados en el secundario puede que sea una solución demasiado costosa.

El circuito propuesto seguidamente genera una tensión negativa a partir de una tensión de alimentación positiva. Esta tensión de alimentación puede estar situada entre 5 y 15 voltios. Si el nivel de corriente consumido de esta tensión es más pequeño de 1 mA, el nivel de la tensión negativa generada permanece alrededor de 1.5 voltios por debajo de la tensión nominal positiva. De esta forma, si la tensión positiva de alimentación es de 5 voltios, la tensión negativa generada será de -3.5 voltios.

Cuando se consuma una corriente de 2 mA de la fuente de tensión positiva, la diferencia entre las dos tensiones se incrementa alrededor de 2.5 voltios.



El principio teórico de funcionamiento del circuito es relativamente sencillo. La puerta N1, junto con el paralelo de las puertas N2 a N6 inclusive, funcionan como un generador de onda cuadrada con una etapa búffer de salida. El valor pico a pico de la tensión en forma de onda cuadrada debido al empleo de puertas CMOS es muy parecido al valor de la tensión de alimentación. El rectificador en simple onda formado por los diodos D1 y D2 asegura que la tensión alterna se convierte en tensión continua negativa.

Si se dispone de una frecuencia de reloj comprendida entre 10 y 50 KHz se la puede aplicar a la entrada de la puerta N1; en estos casos el condensador C1 y la resistencia R1 no son necesarias.

(N.R.: Basado en una nota de aplicación de Intersil)



Temporizador

El temporizador presentado a continuación, puede ajustarse para contar hasta un máximo de 60 horas. Asimismo, permite el ajuste de un intervalo de tiempo, alcanzado el cual, se activa una alarma sonora basada en un zumbador piezoeléctrico.

La mayor parte del circuito está contenida dentro del excitador de display y contador ascendente/descendente CMOS de cuatro dígitos modelo ICM7217 de Intersil.

El circuito integrado IC3 es el reloj del temporizador encargado de generar una onda cuadrada con un período de un segundo. La señal del reloj está disponible en el terminal 3 (Q13). A su vez, esta señal del reloj puede dividirse por 60 en el circuito integrado IC4 si hace falta más de una hora de tiempo.

Cuando el interruptor de alimentación S6 está cerrado, la fuente de alimentación, basada en una batería de 9 voltios, está conectada y el circuito IC1 se pone a cero a través de la red formada por la resistencia R9 y el condensador C5. La posición del interruptor S4 determina si se cuentan minutos o segundos: valor máximo 59 h 59 min (posición 2) o 59 min 59 seg (posición 1).

Si, por ejemplo, hay que contar un tiempo total de 35 minutos con un intervalo de 20 minutos, se colocará el interruptor S4 en la posición 1. Actuando sobre los selectores rotativos de tiempo se colocan los interruptores S7 a S10 hasta que la

pantalla muestre el valor 20.00. Apretando ligeramente el pulsador S3 (ACTIVAR ALARMA) se almacena esta cifra en la memoria de IC1, y a continuación se colocan de nuevo los interruptores S7 a S10 hasta que aparezcan en la pantalla el valor 35.00. Durante estos ajustes, el interruptor S1 deberá estar abierto.

Bajo esta circunstancia, activando el pulsador S2 (ARRANQUE) obligamos a que circuito ICM7217C empiece a contar hacia abajo desde el valor 35.00. Cuando la lectura de la pantalla toma el valor 18.00, el zumbador suena durante un instante (activado por medio de las puertas N3 y N4). El temporizador se puede detener en este momento cerrando el interruptor S1 (PARADA). Cuando S1 (PARADA) vuelva a abrirse, el temporizador continuará su cuenta hacia atrás hasta alcanzar el valor 00.00. Cuando se alcanza esta lectura, el zumbador vuelve a sonar durante unos instantes. Obsérvese que en cualquier momento durante la cuenta atrás se puede detener el temporizador cerrando el interruptor S1 (PARADA).

El temporizador se pone a cero por medio del pulsador S5 (RESET); cuando esto sucede, el zumbador suena brevemente y la pantalla muestra la lectura 00.00. El período de cuenta atrás establecido de 35 minutos es, sin embargo, retenido en la memoria hasta que se programa un nuevo período de tiempo.

El consumo de corriente empleado por el temporizador, incluidos los display es de casi 100 mA. Si se utiliza una batería, es posible desactivar todos los display cuando el temporizador está contando, añadiendo simplemente un interruptor (de un solo circuito y dos posiciones) entre los puntos A y B. Este interruptor permite que los display se vean ligeramente. Cuando los display no están activos, la corriente consumida es del orden de tan sólo 4 mA.

No se deben programar los interruptores rotativos para lecturas superiores a 59.59, ya que entonces el temporizador no contará correctamente un tiempo mayor.



Generador de calibración modulado en amplitud

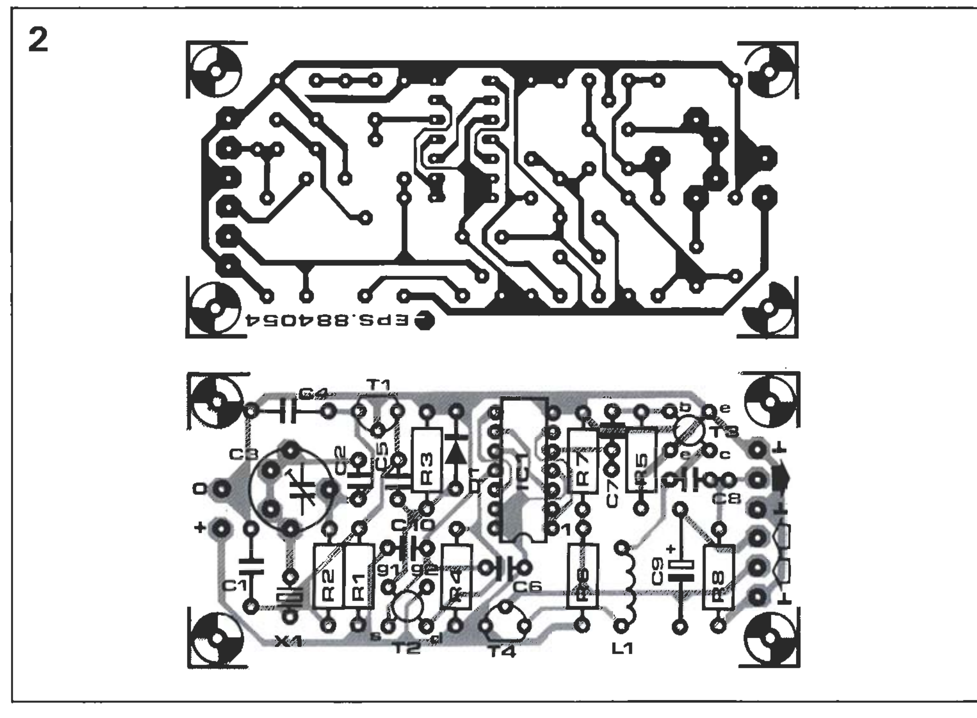
Un generador de ajuste o calibración se utiliza para la revisión rápida del funcionamiento de los receptores. El diseño que se ofrece en el presente artículo genera señales de radiofrecuencia (marcas) en un intervalo de 1 MHz a lo largo de una frecuencia que se extiende hasta casi los 2 GHz. Estas señales pueden estar moduladas en amplitud actuando sobre la base del transistor T4 con un generador de ondas sinusoidales.

Alrededor del cristal de cuarzo X1 y del transistor T1 está configurado un oscilador estable de 2 MHz. El transistor MOSFET T2 funciona como un búffer digital para activar el registro biestable/divisor FF1. Los pulsos presentes en la salida del biestable FF2 tienen una frecuencia de 1 MHz y una anchura de tan sólo 12 ns, que se obtienen al ponerse a cero el biestable FF2 después de que la salida Q tome el nivel lógico bajo. Estos pulsos de salida llevan a la saturación al transistor T3. Este transistor de alta frecuencia produce, en consecuencia, un amplio espectro de armónicos y su funcionamiento en clase C le hace funcionar como un multiplicador de frecuencias.

La corriente del colector se puede modular a través del transistor T4. Como quiera que las dos bandas laterales generadas en el proceso de modulación de amplitud están desplazadas de la onda por-

1

2



tadora por la modulación de frecuencia, se puede emplear la modulación de amplitud (AM) para generar señales de frecuencias comprendidas entre las marcas. Por ejemplo, modulando el generador de calibración con una onda sinusoidal de 204 kHz se obtienen dos frecuencias adicionales adyacentes a la marca situadas en 1120 MHz: 1120 – 0.204 = 1119.796 MHz y en 1120 + 0.204 = 1120.204 MHz. En consecuencia, una escala continua de sintonía desde 1MHz hasta 2 GHz se obtiene cuando la frecuencia de salida del generador de ondas sinusoidales sea ajustable entre 500 kHz y 1 MHz.

Las amplitudes medidas para cuatro marcas producidas por el generador de calibración muestran que los niveles de salida disponibles disminuyen con el incremento de la frecuencia:

f = 100 MHz : Po = –25 dBm

Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1 = 2K2
R2 = 33K
R3 = 47K
R4 = 1KO
R5; R6; R7 = 22K
R8 = 56Ω

Condensadores:
C1 = 470p
C2 = 22p
C3 = 40p trimmer
C4 = 1n0
C5 = 180p
C6 = 22n
C7 = 4p7
C8 = 390p
C9 = 4µ7; 16 V
C10 = 10n cerámico.
- Poliestireno (Styroflex Siemens); tolerancia ÷5%.

Bobina:
L1 = ver texto.

Semiconductores:
D1 = 1N4148
IC1 = 74HCT74
T1 = BF981 o BF982
T3 = BFG65 (Philips/Mullard)
T4 = BC550B

Varios:
X1 = Cristal de cuarzo de 2 MHz; resonancia 30pF paralelo.
EPS 884054.

f = 400 MHz : Po = -45 dBm
f = 1.0 GHz : Po = -55 dBm
f = 1.8 Ghz : Po = -70 dBm

Nota: 0 dBm = 1 mW sobre 50 ohmios.

La realización práctica del generador de calibración es inmediata incluso para aquellos con poca experiencia en la construcción de circuitos de radiofrecuencia. Es esencial que los condensadores de poliestireno de baja tolerancia (2.5 o 5 %) se sitúen en las posiciones C1, C2 y C4. La bobina L1 está hecha con 3 vueltas de 0.2 ó 0.3 mm de diámetro de hilo de cobre esmaltado alrededor de una pequeña barra de ferrita de 3 a 5 mm de longitud. Hay que tener cuidado para evitar cortocircuitos entre las espiras ya que la cubierta de esmalte puede dañarse cuando el hilo se empuja sobre la barra de ferrita.

El generador de calibración se alimenta desde una batería de 6 V de modo que puede ser utilizado como un instrumento de prueba portátil. Cabe destacar que el consumo de corriente es inferior a los 20 mA.



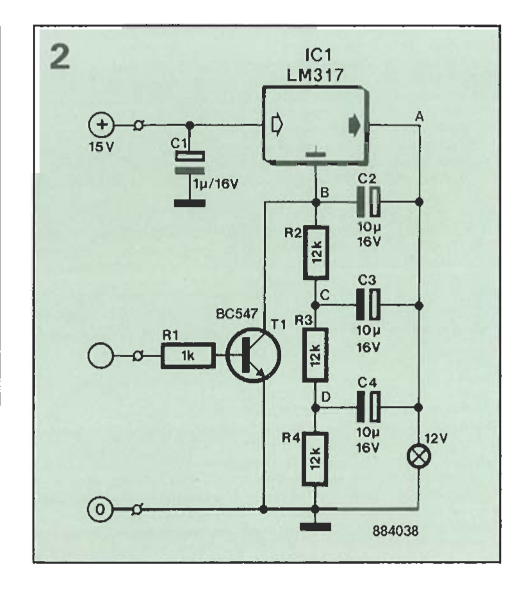
Lámpara intermitente

Esta es una aplicación poco corriente del regulador de tensión modelo LM317. Con tan sólo un puñado de componentes externos, puede utilizarse este regulador para hacer intermitente una pequeña lámpara de 12 voltios. La tensión de salida no está estabilizada por el circuito propuesto: simplemente es unos pocos voltios inferior a la tensión de entrada. El regulador de tensión LM317 es capaz de suministrar más de 1 A.

El circuito limita automáticamente la corriente de encendido, por lo que la vida de la lámpara es considerablemente larga. Las formas de onda presentes en los cuatro puntos más importantes del circuito se muestran en la fotografía adjunta.

Los valores representados de los componentes dan como resultado una frecuencia de intermitencia situada alrededor de los 4 Hz. El efecto de intermitencia puede detenerse atacando al transistor T1 con una tensión de más de + 1 V.

Bibliografía: Basado en el libro «Lambda Power Suppl y Handbook»



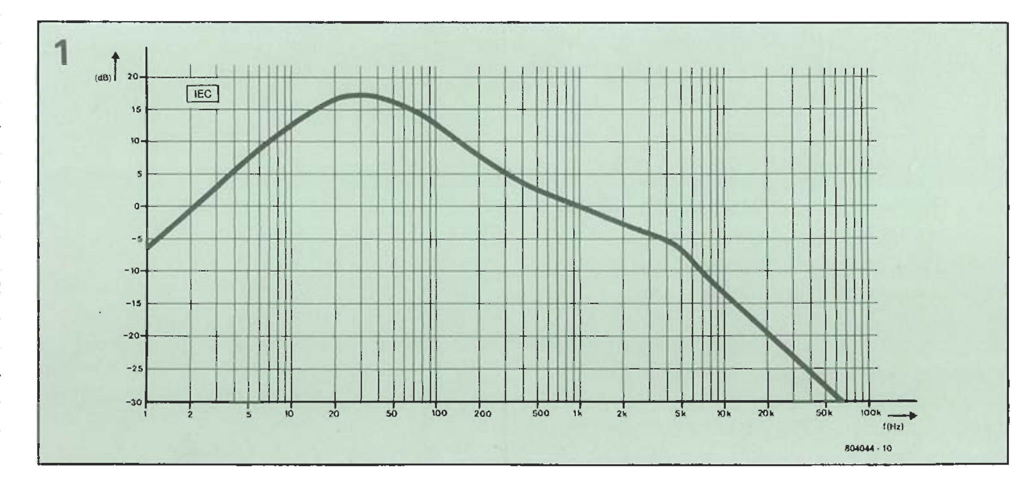


Sencillo preamplificador para fono

Este circuito demuestra que un preamplificador para cápsulas magneto-dinámicas puede ser relativamente sencillo de realizar sin comprometer seriamente el cumplimiento de la norma IEC respecto a la respuesta en frecuencia. Comparado con el estándar RIAA, la curva de frecuencia del IEC tiene un punto de atenuación adicional a 20 Hz (ver fig. 1).

En el diagrama del circuito mostrado en la figura 3, podemos observar que la entrada y la salida del preamplificador, basado en el amplificador operacional modelo TL071, están acopladas en continua, permitiendo definir con seguridad el anteriormente citado punto de atenuación mediante la red formada por R2-C3. El offset de salida del preamplificador equivale aproximadamente a 3 mV. El condensador de salida C4 se puede incorporar si esta tensión no pudiera ser manejada por la línea de entrada o el amplificador de potencia.

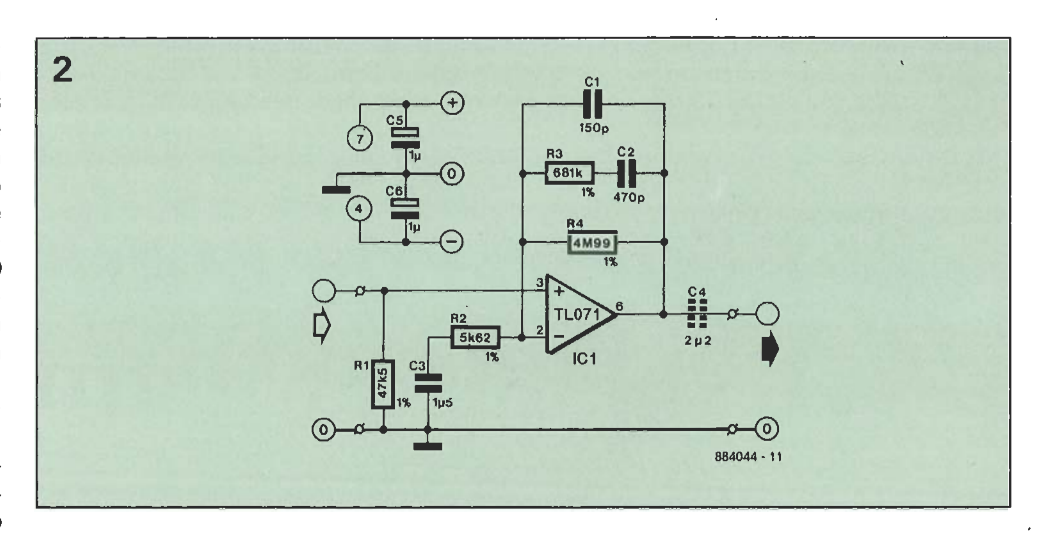
Para un mejor ajuste a la curva de respuesta en frecuencia IEC, se recomienda emplear condensadores de poliestireno de baja tolerancia (por ejemplo modelos Styroflex de Siemens) en la posiciones de C1 y C2, y un condensador modelo MKT en la posición C3. Las resistencias deberán ser preferentemente del tipo de película metálica de alta estabilidad, series E48 o E96, aunque las pertenecientes a la serie E12, menos costosas y más fáciles de encontrar, pueden ser utilizadas

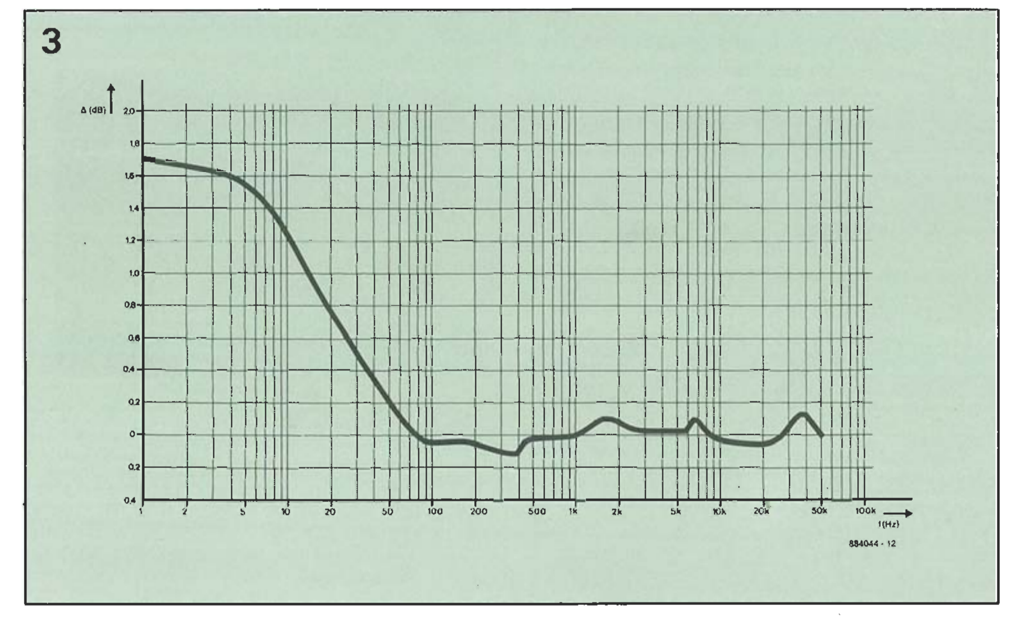


también con resultados razonables cuando se seleccione la resistencia necesaria con ayuda de un medidor de resistencias de tipo digital. Es por esta razón por lo que la resistencia R2 se ha dimensionado en 5K62 (E12 : 5K6). Este valor da un punto de atenuación situado en 19 Hz en vez de los 20 Hz requeridos, de modo que la respuesta en bajas frecuencias (hasta los 50 Hz) del preamplificador se desvía ligeramente de la curva de respuesta IEC. La desviación, **, de la amplificación con respecto a los valores establecidos por el IEC se muestra como función de la frecuencia en la figura 2.

Un prototipo del preamplificador construido con los valores de los componentes indicados en el diagrama del circuito ofreció los siguientes resultados: ganancia de tensión de 39 dB a 1KHz; relación señal/ruido mayor de 70 dB a 1 KHz y señal de salida de 100 mV (hasta los 80 Hz : mayor de 60 dB). La entrada se conectó a un generador de señal que proporcionaba una tensión de 1 mVrms sobre una impedancia de salida de 1 KΩ.

El circuito se deberá alimentar a partir de una fuente de alimentación simétrica bien regulada (preferiblemente de ± 15 V, pero con tensiones de ± 12 V o de ± 8 V también funcional). Una fuente de alimentación adecuada para este circuito y de sencilla realización práctica se puede obtener empleando dos reguladores integrados de tensión, tales como el 78Lxx y el 79Lxx, que pueden trabajar a partir de niveles de tensión ya disponibles en la línea o en el amplificador de potencia. El consumo habitual de corriente del preamplificador presentado es tan solo de 2 mA.

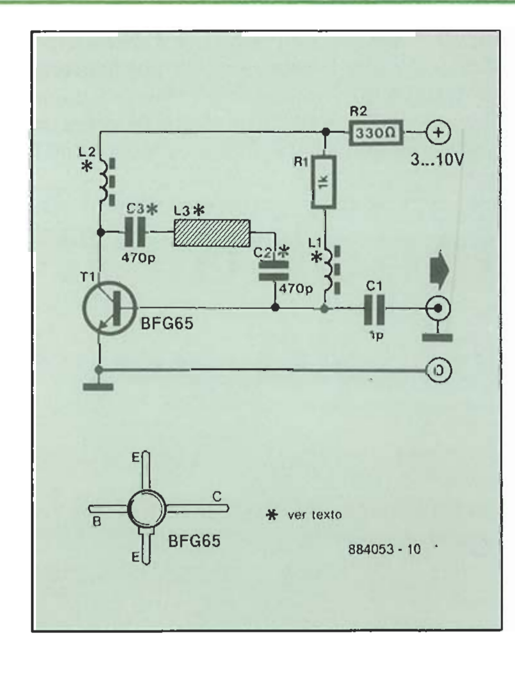


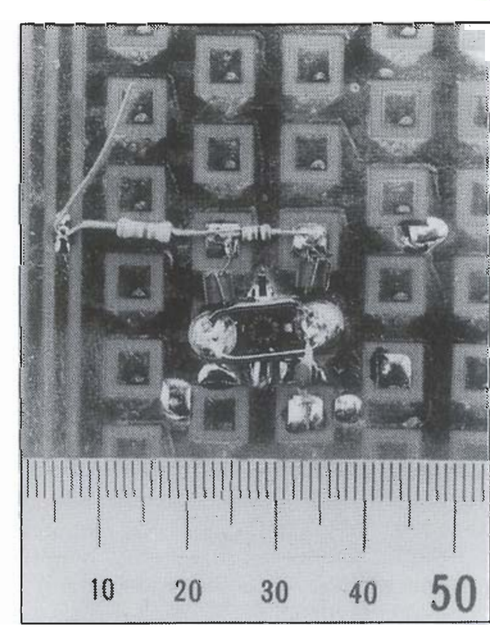


91 Oscilador de alta frecuencia controlado por tensión

Este oscilador proporciona un nivel de salida comprendido entre – 10 dBm y + 3 dBm y se puede sintonizar entre las frecuencias comprendidas dentro del margen de 1250 MHz y 1800 MHz variando simplemente la tensión de alimentación aplicada al circuito. El funcionamiento teórico del circuito se basa en el hecho de que la frecuencia de transición fT del transistor BFG65 se reduce cuando la corriente de colector se incrementa por encima de los 10 mA.

La frecuencia de oscilación también viene determinada por la disposición física de la bobina L3, la cual está constituida por un cable de hilo desnudo realizado a partir de dos cables de plata conductores paralelos de 1 mm de diámetro. La longitud de la bobina se establece de forma experimental, empezando desde 13 mm. Las bobinas L1 y L2 están constituidas por tres vueltas de hilo de cobre es-





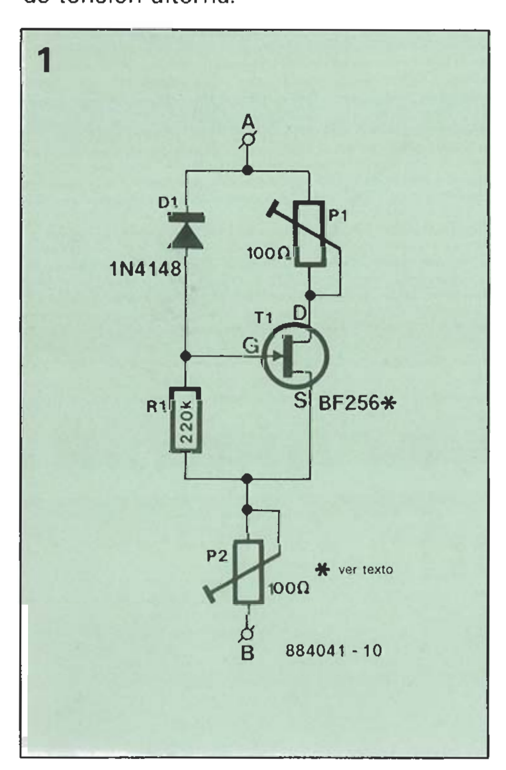
maltado (diámetro de 0.2 ó 0.3 mm) alrededor de una pequeña barra de ferrita (3 mm). Los condensadores C2 y C3 son de tipo cerámico sin terminales (rectangular o de disco).

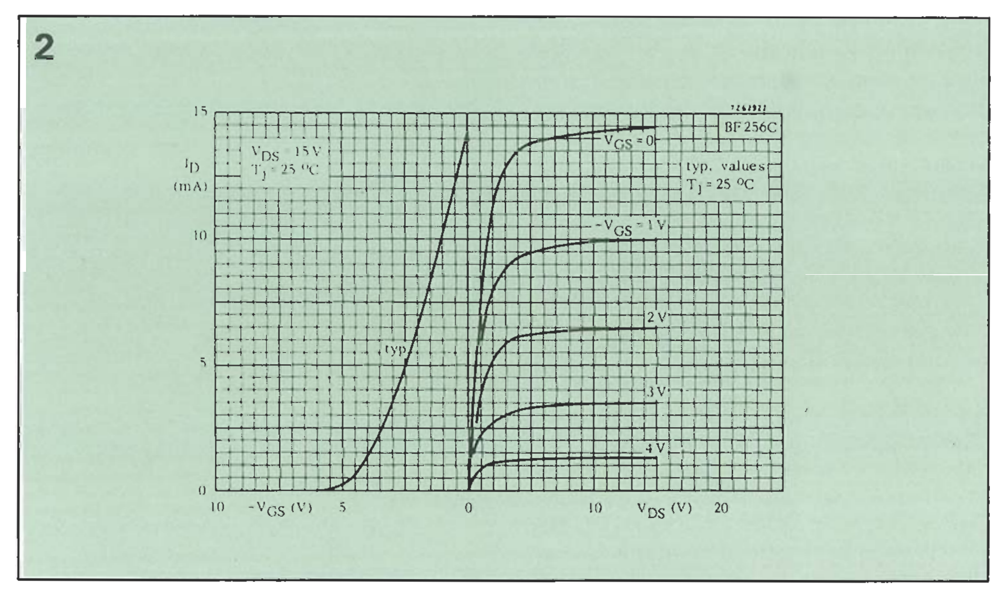
El oscilador de prueba de alta frecuencia es ideal para averiguar rápidamente la máxima frecuencia útil de entrada de, por ejemplo, un medidor de frecuencias especificado para medir hasta 1,2 GHz. Además, se puede emplear para comprobar etapas de entrada de radiofrecuencia (RF) en unidades interiores para la recepción de televisión vía satélite.



Fuente de corriente bidireccional

Una de las propiedades menos conocidas de los transistores de efecto de campo (F.E.T.) es que algunos de ellos son eléctricamente simétricos, lo cual significa que los terminales de drenador y fuente pueden ser intercambiados bajo determinadas condiciones. El circuito propuesto seguidamente está basado en este fenómeno y suministra una corriente alterna constante a través del potenciómetro P2 cuando está conectada a una fuente de tensión alterna.





El funcionamiento teórico del circuito se explica mejor refiriéndose a las curvas de características de la figura 2 y asumiendo que se aplica una tensión sinusoidal a los terminales A y B.

Cuando el drenador del F.T.E. T1 es negativo con respecto a la fuente, el diodo D1 se bloquea y forma una resistencia que es considerablemente más alta que el valor óhmico de R1. Esta no tiene virtualmente tensión entre sus terminales, de modo que la tensión Vgs = 0 V. Esto significa que la corriente Id es prácticamente constante en casi 19 mA cuando Vds > 8 V (ver figura 2a). Téngase presente que las curvas de características y los valores de Id y Vds son típicos y pueden desviarse según el F.E.T. empleado (sufijos A, B o C). Cuando el drenador de T1 es positivo con respecto a la fuente, el diodo D1 conduce (tensión = Vd). Una vez que el potenciómetro P1 se ajusta de modo que la tensión en él es igual a Vd, no hay, de nuevo, diferencia de tensión entre la puerta y la fuente, de modo que el F.E.T. funciona como una fuente de corriente como se ha comentado anteriormente.

La corriente alterna constante proporcionada por el circuito propuesto puede definirse incorporando unas pequeñas resistencias en las líneas del drenador y de la fuente, hasta que Vgs esté situado en valores distintos a 0 V. El margen de tensiones de entrada a la fuente de corriente alterna es de 6 Vrms a 18 Vrms.



Regulador de potencia controlado por ordenador

Este circuito permite a un ordenador controlar la potencia suministrada a los dispositivos que se alimentan de la red (lámparas, termostatos, ventiladores, etc) en 255 niveles. La variación de la potencia suministrada se consigue controlando la tensión presente en la carga (RL en el diagrama de circuito de la figura 2). En este montaje se utiliza un regulador de potencia convencional, compuesto de un triac y un sencillo circuito asociado para controlar el ángulo de fase al que se dispara el triac.

La fuente de alimentación junto con el bloque principal del circuito de disparo se muestran en la figura 1. El circuito realizado en torno a los transistores T1 a T4 inclusives, junto con el optoacoplador IC1 constituye un detector de paso por cero que produce un pulso de nivel alto cada vez que la tensión de red toma el valor

cero. El circuito optoacoplador IC1 aisla el resto del circuito de la tensión de red.

Tomando como referencia la figura 2, el circuito trigger Schmitt N1 invierte los pulsos de paso cero, provocando que el contador binario descendente de 8 bits IC2 carge la palabra de 8 bits aplicada a su entrada de cuenta (I0 a I7). El contador se decrementa una vez por cada pulso de reloj aplicado por el oscilador realizado en torno a la puerta N2. Cuando se alcanza la cuenta cero del contador, la salida /ZD toma el nivel lógico bajo y por medio de la puerta N3 se inhibe la entrada de los pulsos de reloj al contador IC2. Simultáneamente, la puerta N4 genera un pulso de salida de forma que el transistor T5 entra en saturación y activa el triac.

Como el triac sólo se activa cuando el contador IC2 pasa por el estado cero, el instante en que esto sucede depende del valor de la palabra de control de 8 bits recibida desde el ordenador.

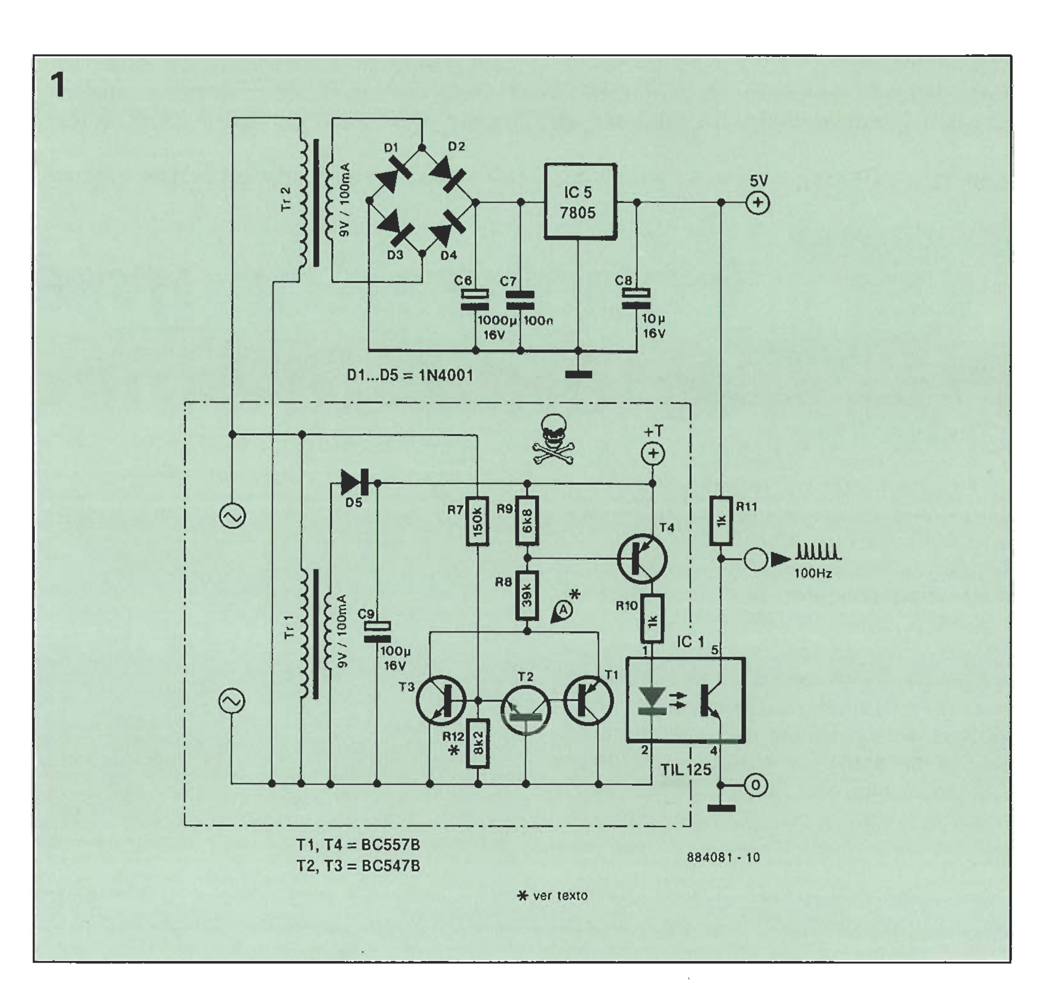
En consecuencia, el tiempo que transcurre entre el instante de cruce por cero y el instante de activación del triac es función del valor de la palabra de control. Cuanto más grande sea la magnitud codificada en los 8 bits de la palabra de control, mayor será el ángulo de fase y menor potencial se suministrará a la carga.

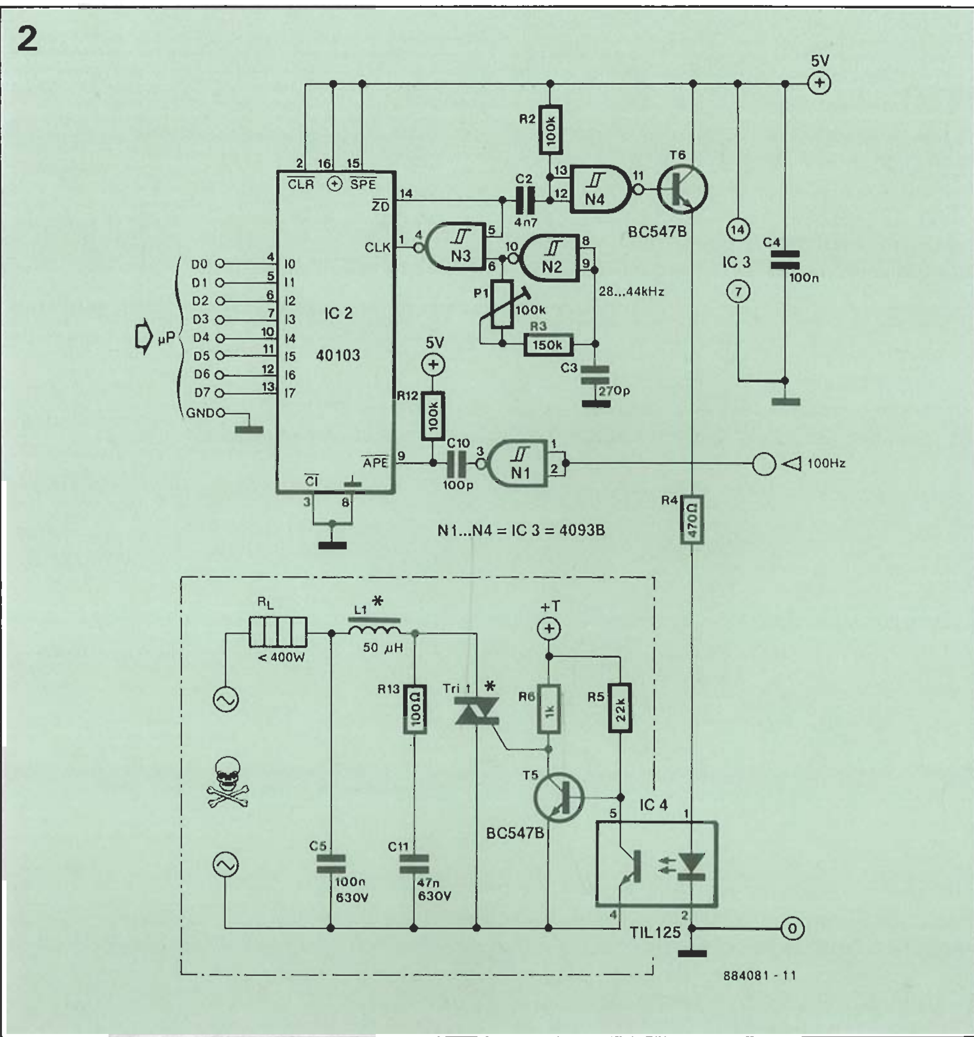
La bobina L1 suprime las interferencias de radiofrecuencia (RF) generadas por el triac y debería ser capaz de soportar al menos 5 A. El triac empleado para este circuito puede ser un modelo TIC206D (4 A) o un TIC216D (5 A). Se pueden emplear otros modelos si se conoce con seguridad que se disparan con una corriente de puerta de menos de 10 mA. El valor de la resistencia R12 se determina de forma empírica y debería ser lo más elevado posible sin que provoque la desaparición, en el punto A, de los pulsos que tengan una amplitud de 5 Vp.

El único ajuste necesario es el del potenciómetro P1. Si se necesita la desconexión total de la carga, éste se ajustará para indicar una tensión de 0 V sobre un voltímetro de alterna situado en lugar de la carga, con los datos FFh (255d) cargados sobre la palabra de control del regulador de potencia. Si la regulación desde 0 V en adelante no es necesaria, se ajustará el potenciómetro P1 de forma que el medidor de alterna indique la mínima tensión necesaria. Cuando se escriban los programas de control para el regulador de potencia, debería recordarse que la potencia suministrada a la carga es función inversal del valor escrito en el puerto de salida del ordenador.

Precauciones de seguridad:

Las zonas sombreadas en los diagramas del circuito están sometidas a la tensión de red, y no se deben tocar nunca mientras la unidad esté conectada. Se debe prestar una especial atención para garantizar el aislamiento en la ubicación





y en el montaje de los componentes incluidos dentro de las zonas sombreadas. Se recomienda expresamente doblar los terminales del optoacoplador hacia afuera del encapsulado para asegurar una distancia de aislamiento de al menos 6 mm.

Finalmente, debe tenerse en cuenta que el circuito no puede funcionar correctamente con cargas inferiores de 40 W y que el valor 00h como palabra de control tiene el mismo efecto que el FFh, denominado tensión mínima aplicada a la carga. La regulación empieza de forma efectiva a partir del dato 01h como palabra de control.

94 Ecualizador gráfico estéreo de cinco bandas

Este diseño de ecualizador estéreo es claramente inusual ya que está basado en la realimentación inductiva. En teoría, el circuito de realimentación realizado en torno al amplificador operacional A1 debería suministrar 15 dB de amplificación o atenuación en cada banda de frecuencia, pero en la práctica, solamente se obtiene 13 dB debido a las pérdidas en las bobinas. Una respuesta en frecuencia virtualmente plana se obtiene cuando los cinco potenciómetros P1 a P5 se sitúan en su posición central (0 dB). El margen total de control del ecualizador propuesto se sitúa en torno a los 33 dB.

El empleo del doble amplificador operacional modelo TI072 en cada canal es un compromiso entre el coste y el desarrollo respecto al ruido y la distorsión. Un prototipo del ecualizador, ajustada a 0 db de ganancia, produjo un 0.04 % de distorsión sobre una señal de entrada de 1 KHz y 1 V y un 0.13 % a 5 y 10 KHz. La distorsión alcanza su punto más alto cuando la frecuencia de prueba cae dentro de una banda que esté totalmente atenuada mientras que las otras cuatro tienen ajustados sus potenciómetros para obtener una ganancia máxima. En estas condiciones, las medidas de prueba alcanzaron una distorsión máxima del 1.5 % que se puede considerar perfectamente tolerable considerando la simplicidad del circuito. La relación señal/ruido es superior a 90 dB con una amplitud de entrada de 1 V.



Las curvas de respuesta en frecuencia se han obtenido con las siguientes condiciones:

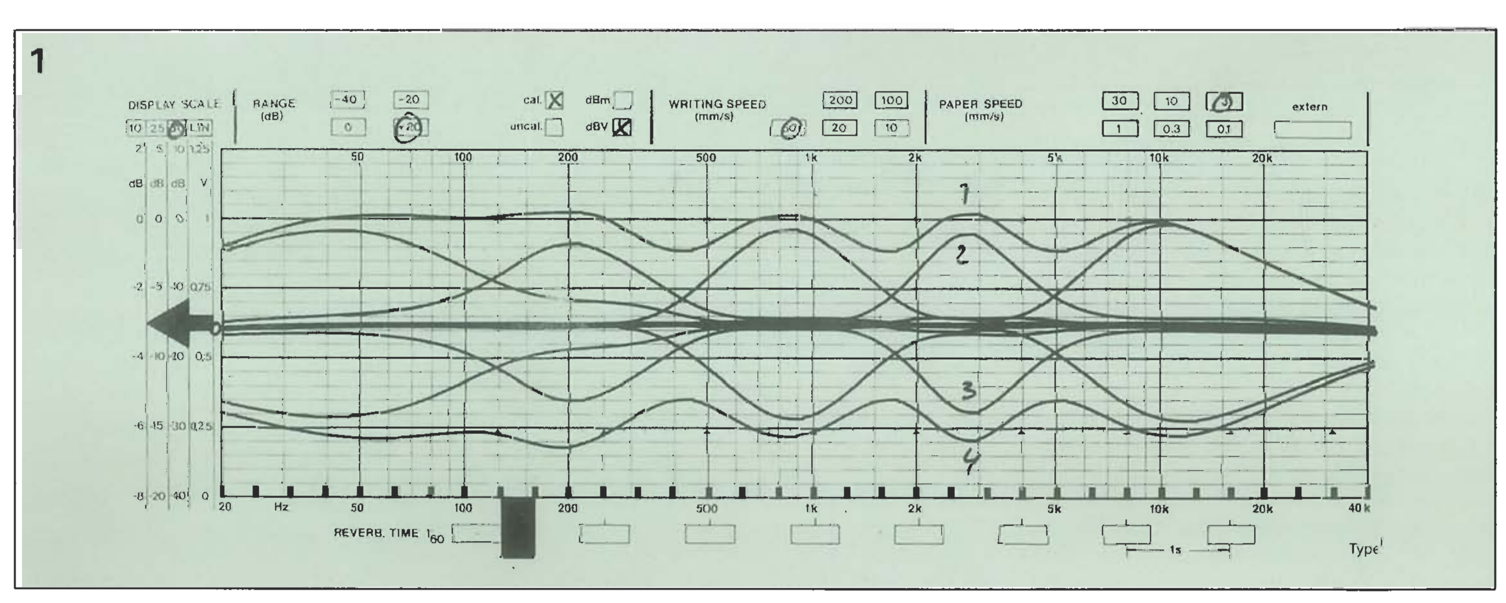
curva 1 : todos los controles puestos al máximo;

curva 2 : cuatro controles puestos a 0 dB y uno al máximo;

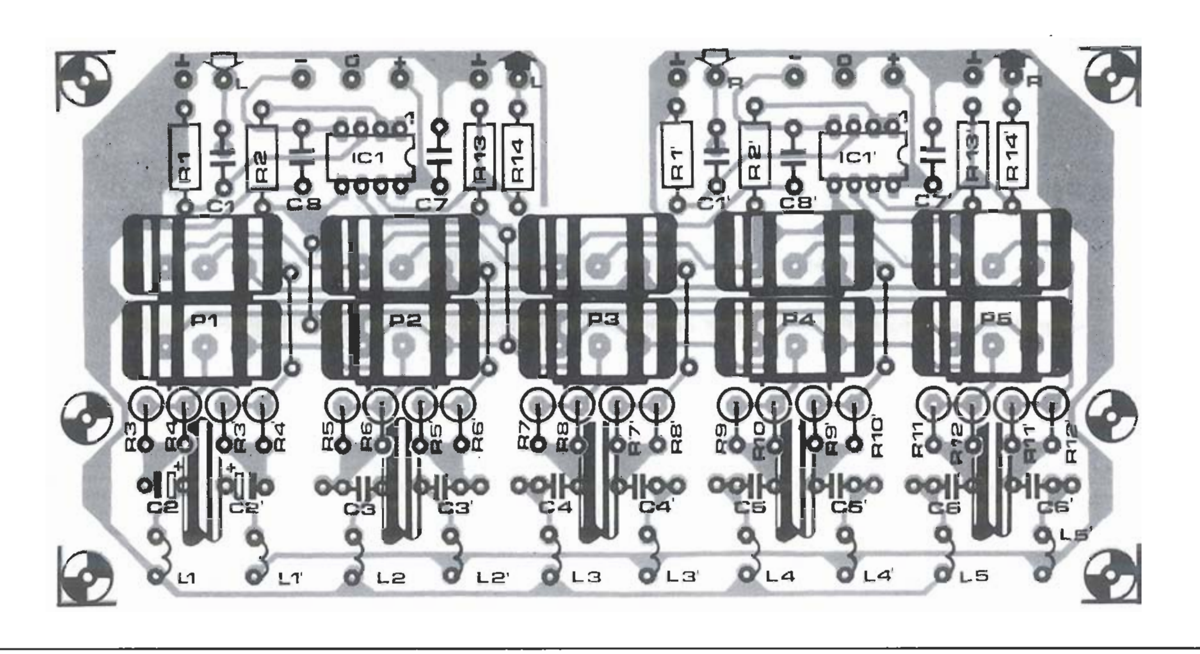
curva 3 : cuatro controles puestos a 0 dB y uno al mínimo;

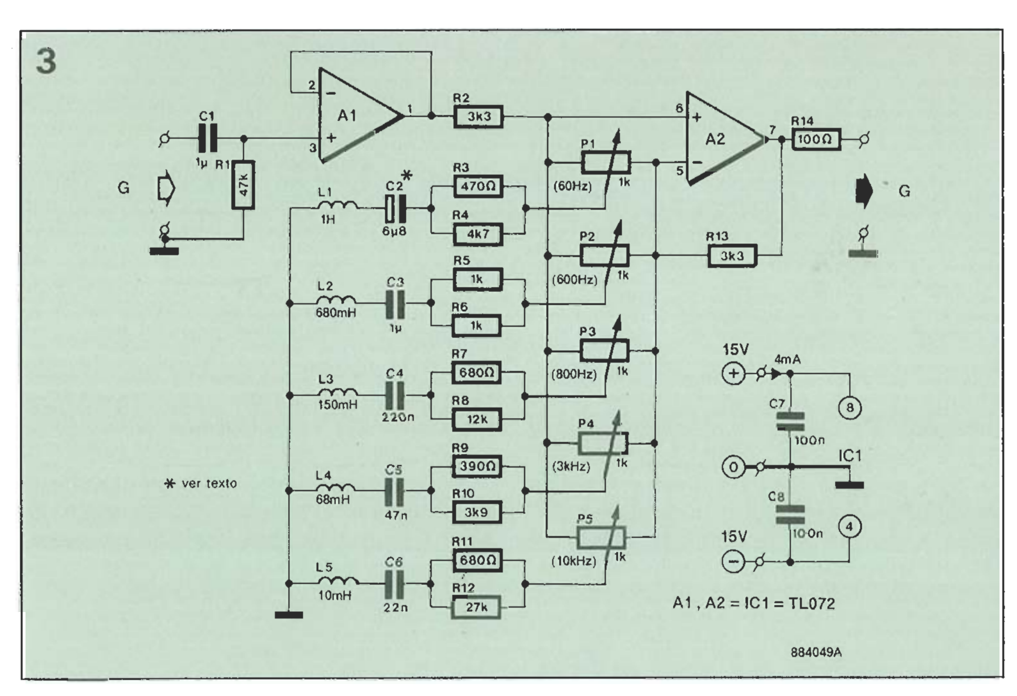
curva 4 : todos los controles al mínimo.

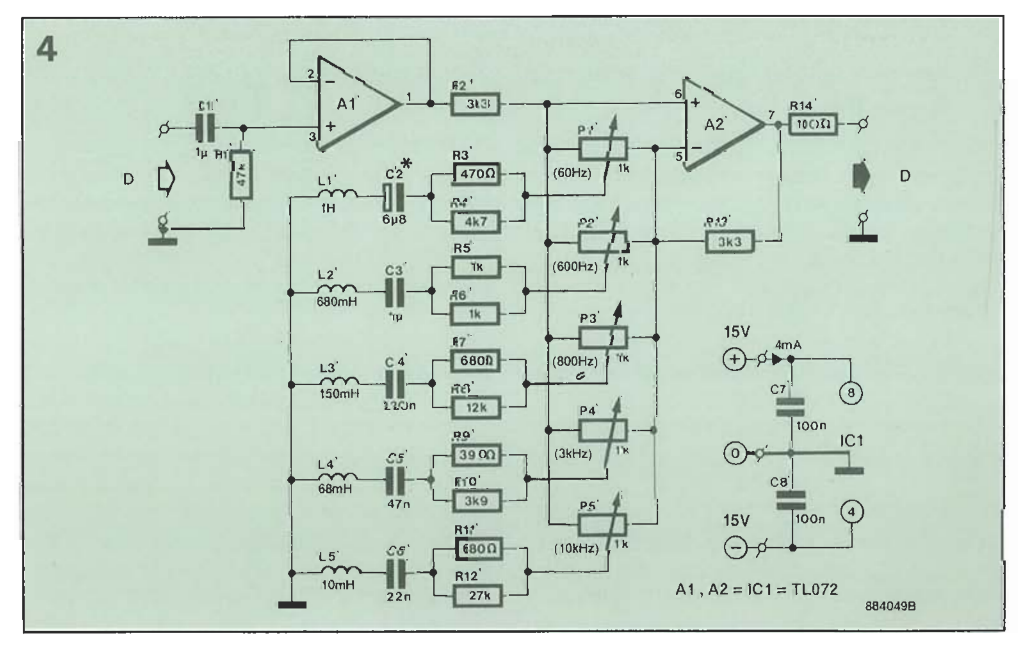
Se debe prestar la debida atención a la resistencia en continua de las bobinas. La resistencia total de la bobina y de las resistencias en serie de cada red de realimentación deberían permanecer en 680 ohmios, de modo que las resistencias R3 a R12 inclusives puede que tengan que ser dimensionadas de forma diferente a la mostrada en el diagrama del circuito. Hay que medir siempre la resistencia de la bobina empleada y después calcular el valor de la resistencia requerida para obtener un total de 680 ohmios. Por ejemplo: una bobina de Toko modelo 239LY-154 150 mH tiene una resistencia en continua de 37 ohmios, necesitando por tanto unas resistencias en serie de 680 – 37 = 643 ohmios. Este valor se obtiene aproximadamente con la ayuda de una resistencia de 680 Ω colocadas en











paralelo (R7-R8, en el diagrama del circuito). Se recuerda, que las bobinas con núcleos de ferrita están recomendadas para reducir el acoplamiento magnético y mantener las interferencias en frecuencias relativamente altas en un nivel aceptable (< –60 dB a 10 kHz).

Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1; R1' = 47K
R2; R2'; R13' = 3K3
R14; R14 = 100Ω
P1...P5 incl. = 1KO potenciómetro lineal estéreo para montaje sobre circuito impreso.
- Los siguientes valores están indicados únicamente a título de ejemplo (ver texto).

R3; R3 = 470Ω
R4; R4' = 4K7
R5; R5'; R6; R6' = 1KO
R7; R7'; R11, R11' = 680Ω
R8; R8' = 12K
R9; R9' = 390Ω
R10: R1a' = 3K9
R12: R12 = 27K

Condensadores:
C1; C1'; C3; C3' = 1µ0 MKT
C2; C2' = 6µ8; tántalo gota
C4; C4' = 220n
C5; C5' = 47n
C6; C6' = 22n
C7; C7'; C8; C8' = 100n

Bobinas:
L1; L1' = 1 H, por ejemplo modelo Toko 293LY-105
L2; L2' = 680 mH, por ejemplo modelo Toko 293LY-684
L3; L3' = 150 mH, por ejemplo modelo Toko 293LY-154
L4; L4' = 68 mH, por ejemplo modelo Toko 181LY-683
L5; L5' = 10 mH, por ejemplo modelo Toko 181LY-103

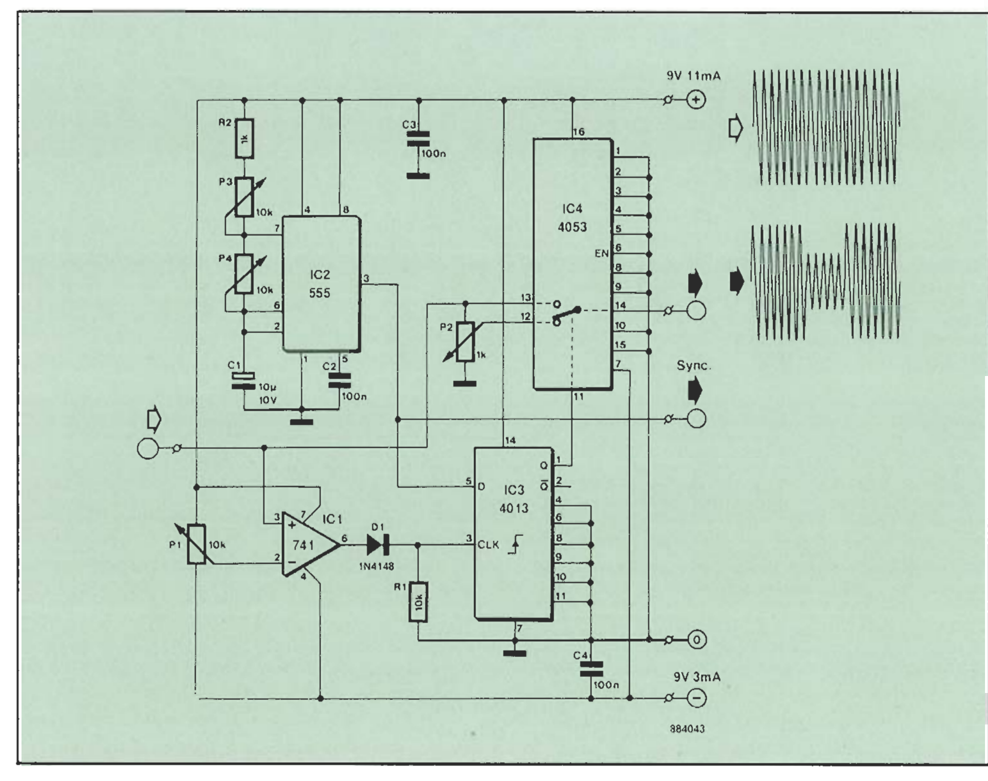
Semiconductores:
IC1; IC1' = TL072

Varios:
EPS 884049.

95 Generador de salvas

Un generador de salvas resulta indispensable para comprobar la respuesta dinámica de los altavoces y, en algunos casos, de los amplificadores de BF. El hecho de aplicar un cierto número de ciclos de onda senoidal al altavoz bajo prueba, en lugar de una onda continua, elimina los adversos efectos de reverberación, reflexión y eco que se producen en caso contrario en la habitación donde se realiza la medida, y que son inevitablemente recogidos por los micrófonos de medida. Además, las salvas proporcionan una buena indicación de las características del altavoz respecto a la respuesta de impulsos de voz, resonancia, así como de otros fenómenos oscilatorios («ringing»).

La señal de prueba, suministrada por un generador senoidal externo, se conmuta en o cerca del paso por cero dependiendo del ajuste de P1. La amplitud de la señal durante la «pausa» se fija mediante P2, mientras que P3 y P4 se emplean para controlar la duración de la pausa y de la salva respectivamente. Hay que hacer notar que el ajuste de estos potenciómetros se interacciona entre sí, por lo que será necesario el empleo de un osciloscopio para la correcta calibración. La duración de la pausa y de la salva no está relacionada con la señal de entrada. Esto significa que el número de ciclos suministrado por el generador se incrementa con la frecuencia de la onda senoidal aplicada a la entrada, excepto que, evidentemente, se reajuste P3 y P4.



El comparador IC1 convierte la onda senoidal aplicada a la entrada en una señal cuadrada. La conmutación tiene lugar para una cierta amplitud de la senoidal, fijada mediante P1. La temporización de la conmutación salva/pausa se realiza mediante el primer flanco positivo de la onda senoidal, ya que corresponde al flanco de subida de la señal de reloj (patilla 3). La salida Q se pone a «1», de forma que la salida, patilla 14, del conmutador electrónico IC4 se conecte a la patilla 12, y por tanto lleva la salva senoidal atenuada.

El generador de salva no presenta una alimentación crítica, con tal de que ésta se mantenga entre 5 y 9. No utilice alimentaciones mayores que 9, ya que se puede dañar IC3 y/o IC4.

96 Empleo del altímetro/barómetro como variómetro

Entre los usuarios del altímetro/barómetro publicado en Elektor 92, enero 88, se encuentran los pilotos de planeadores, de ala delta y de aviones de turismo. Varios de entre ellos nos han solicitado el diseño de un variómetro derivado de este altímetro. Un variómetro es un instrumento que indica al piloto la velocidad de subida o descenso de su aparato, o lo que es lo mismo, su velocidad vertical. La solicitud de estos lectores resulta perfectamente lógica, ya que la diferencia de presión, que representa la distancia vertical recorrida, por unidad de tiempo es, precisamente, la velocidad de subida o de descenso. Basta con añadir un circuito diferenciador y una base de tiempos al altímetro para obtener un variómetro. Desde luego, esta es la idea base; la puesta en práctica de dicha idea ya no resulta tan sencilla. Se trata de distinguir variaciones de tensión muy débiles, del orden de μV, y por tanto inferiores al orden de magnitud de la tensión de desplazamiento (offset) de los amplificadores operacionales.

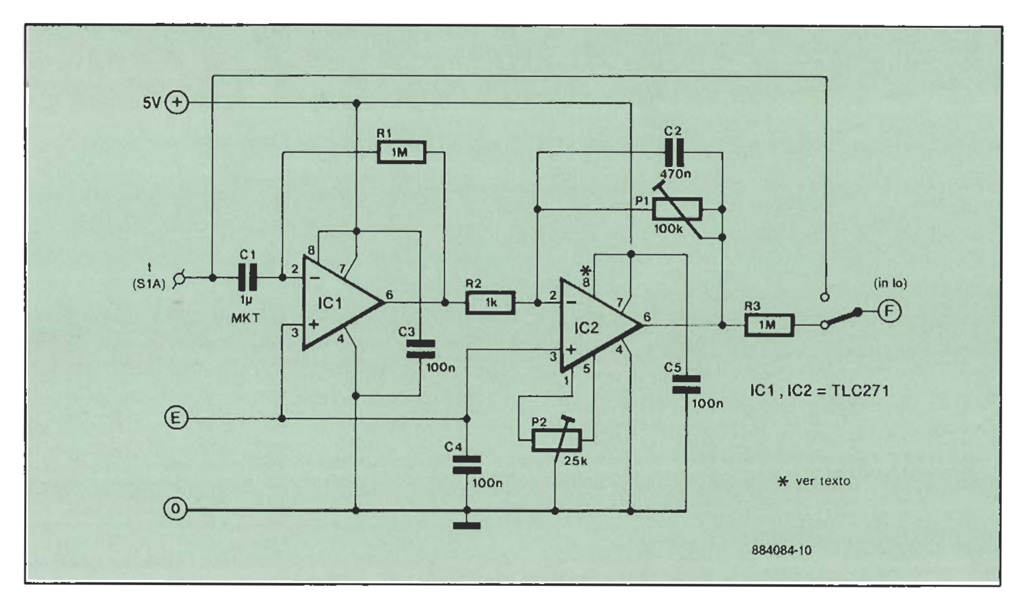
Resulta imposible fabricar un amplificador integrado barato con una precisión tal que su tensión de salida sea exactamente igual a cero cuando se unen las dos entradas del amplificador a tensión cero. Se llama tensión de desplazamiento o tensión de offset a la diferencia de tensión que hay que aplicar entre las entradas para que la salida quede exactamente a cero. Esta tensión de offset es habitualmente del orden de algunos milivoltios (mV), y varía con la temperatura de funcionamiento, así como resulta dependiente del envejecimiento del componente.

El amplificador operacional IC1 es el verdadero diferenciador de este circuito, y su constante de tiempo, determinada por C1 y R1, es de 1 segundo. Como este tipo de circuito es inversor, nos hace falta una segunda etapa inversora, IC2, que restablezca la polaridad correcta de la señal de salida. Si fijamos la gangancia de IC2 a 60 (ajustando P1 a 60 KΩ) la constante de tiempo será de 60 segundos. La velocidad de descenso o de ascenso será en-

tonces visualizada directamente en metros por minuto, suponiendo evidentemente que el altímetro esté correctamente calibrado (ver el artículo citado anteriormente).

En vista del reducido nivel de las señales, la elección de componentes resulta muy crítica. El condensador C1 será del tipo MKT. El amplificador operacional ha sido escogido dentro de la familia CMOS (TLC271) a causa de su gran impedancia de entrada así como a su muy baja deriva térmica de la tensión de offset. Esta deriva es todavía más reducida con la polarización interna a bajo nivel (Patilla 8 unida al positivo). El bajísimo consumo así obtenido (del orden de 10 μA) no hace mas que beneficiar. La velocidad de subida («slew-rate») será muy baja (0.04 V/μs), pero esto no constituye un serio problema ya que la señal de entrada es prácticamente una tensión continua.

La tensión de offset de IC2 es tan indeseable como la de IC1: ésta se sujeta mediante un «falso cero continuo de entrada» de IC1. En vuelo rectilíneo horizontal el variómetro debe indicar la realidad es totalmente diferente. La función de un instrumento de vuelo es la de ayudar al piloto, y no la de equivocar su propio juicio. Está previsto un ajuste entre las patillas 1 y 5 de IC2 (patillas de ajuste de offset) que permite corregir la tensión de desplazamiento de los dos amplificadores mediante P2. La deriva térmica de IC2 también es menos importante en modo de baja polarización interna. Sin embargo, no queda excluido que haya que realizar un puente entre las patillas 8 y 3 (polarización de nivel medio) o bien entre las patillas 8 y 4 (polarización de nivel elevado) para compensar totalmente la tensión de desplazamiento.



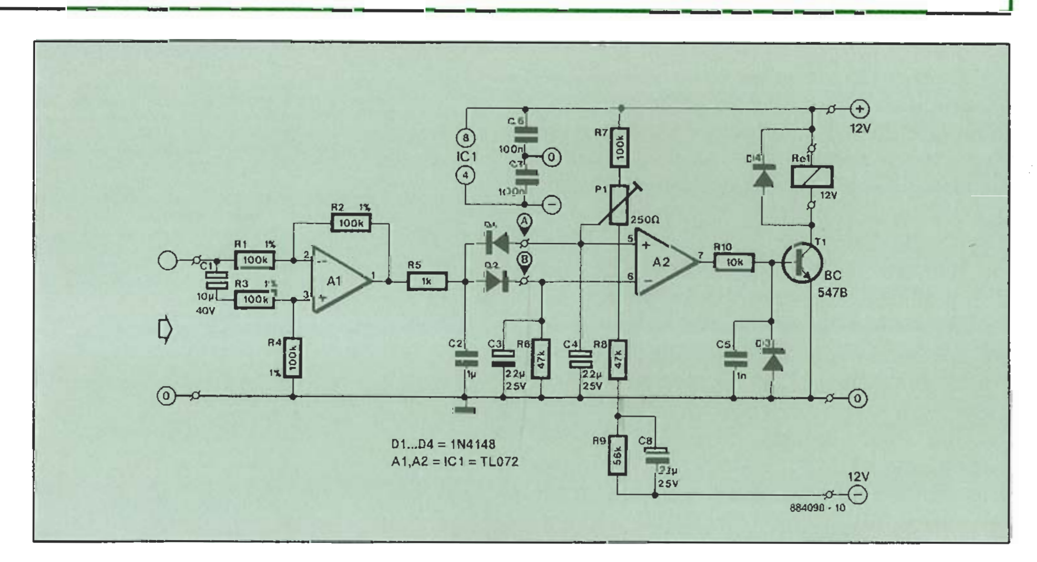
El circuito del variómetro puede ser montado debajo o encima del altímetro, y debe ser blindado correctamente. Los puntos de conexión indicados en el esquema corresponden a los del esquema del altímetro. El conmutador permite elegir entre la indicación como variómetro o como altímetro. Si el instrumento debe servir como barómetro, el conmutador se colocará en la posición «altímetro». En la utilización como variómetro, no puede ser empleado el potenciómetro de corrección de la presión atmosférica.

Por el momento, nuestro variómetro no ha realizado ninguna prueba en vuelo real, y nuestra experiencia se reduce a la simulación en el laboratorio. Esperamos que algún audaz lector nos informe de su comportamiento: sensibilidad, precisión, influencia de las vibraciones, de las variaciones de temperatura, etc. En todo caso, le deseamos un buen vuelo con aire de cola.

97 Protección activa de altavoces

Uno de los factores que más pueden contribuir al deterioro, o incluso destrucción, de un altavoz es la aplicación de una tensión continua de una señal eliminando la señal alterna superpuesta. Nuestro presente diseño se basa en el factor de rechazo en modo común (CMRR, «Commom Mode Rejection Ratio») de un amplificador operacional para conseguir este fin.

La entrada inversora del amplificador operacional A1 es atacada por las componentes alternas y continuas de la señal, mientras que la entrada no inversora no es atacada mas que por la componente alterna a través del condensador C1. La frecuencia más baja que puede ser así detectada está determinada por la constante de tiempo de la red RC de entrada: C1×(R3+R4). La atenuación de la componente alterna obtenida con los valores escogidos en el esquema es de unos 50 dB a 20 Hz. La salida de A1 está seguida de un filtro paso-bajo que atenúa además las señales de las frecuencias más altas. Esta precaución es indispensable ya que el CMRR disminuye enormemente con la frecuencia. La señal ataca a continuación el circuito comparador construido alrededor de A2. Los diodos D1 y D2 tienen como misión limitar la acción del comparador a las señales positivas o negativas que sobrepasan unos 300 mV.



Considerando el esquema de manera global, se obtiene que si una tensión continua negativa está presente en la entrada del montaje, dará lugar a una tensión positiva en la entrada inversora de A2. De la misma manera, una tensión continua positiva dará lugar a una tensión negativa en la entrada inversora de A2. En am-

bos casos, la salida de A2 será negativa, y bloqueará el transitor de potencia T1. El relé que está normalmente excitado tras el encendido se abrirá en caso de detectar la presencia de una tensión continua negativa o positiva en la entrada del montaje.

El divisor de tensión R7-P1-R8-R9 está ajustado de tal manera que la tensión de la entrada inversora de A2 provoca la excitación del relé en ausencia de componente continua. El condensador C8 retarda el disparo del relé algunos segundos tras el encendido. La misión de los condensadores C3 y C4 es la de filtrar las frecuencias muy bajas para evitar la inestabilidad del relé. El transistor de «potencia» BC547B controla el funcionamiento del relé, y puede soportar una corriente de colector de unos 100 mA aproximadamente. La tensión de alimentación no debe ser superior a 18 V.

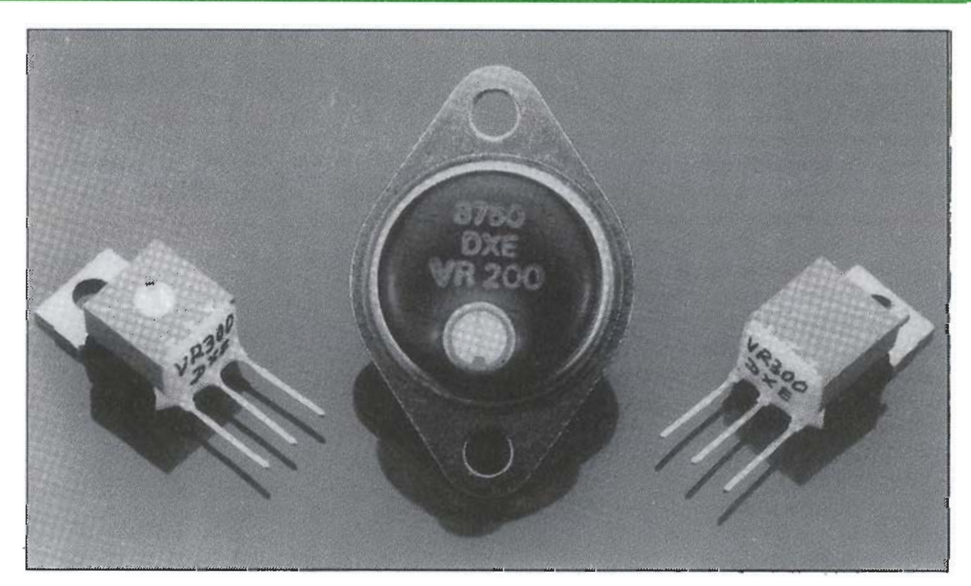
Si la tensión de alimentación no es perfectamente simétrica, puede ocurrir que el margen de ajuste del potenciómetro P1 sea insuficiente. En estos casos habrá que modificar el valor R7. Cuando el circuito de protección de altavoces se utiliza en un sistema de recintos acústicos activos, cada etapa de salida deberá ser dotada de su propio detector. Para ello se utiliza la parte del esquema que va desde la entrada, pasando por A1 y los diodos D1 y D2, hasta los puntos A y B. Las salidas de los detectores se conectan en paralelo en los puntos A y B. Para los canales de medios y agudos la constante de tiempo del circuito RC puede ser más pequeña que para el canal de graves. De esta manera, el disparo del relé se producirá más rápido para estas frecuencias. En un sistema activo, el relé, si es de contacto único, podrá servir de ejemplo para cortar la tensión de alimentación del preamplificador. También se puede emplear un relé con varios contactos, o varios relé, para cortar la(s) señal(es) justo antes de los altavoces.

El consumo del circuito dependerá principalmente de la corriente de mantenimiento de la bobina del relé o relés.

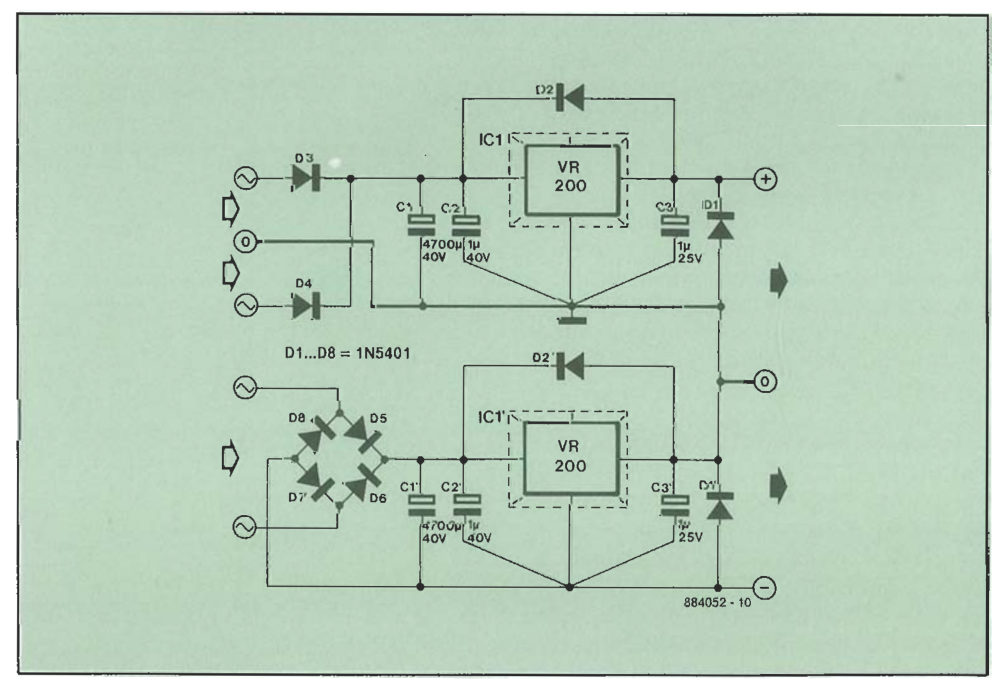


Alimentación doble con salida ajustable

La aparición en el mercado de un tipo de regulador muy particular (ver la fotografía) simplifica notablemente la realización de una doble fuente de alimentación ajustable de 3 a 28 V/2A. Se acabaron los engorrosos potenciómetros exteriores, ya que el ajuste se realiza directamente sobre el regulador.



Además del atractivo de su novedad, el regulador VR200 presenta también la ventaja de que nos permite proponer un esquema muy interesante desde el punto de vista electrónico. No hay que asustarse, el esquema parece más complejo de lo que es realmente. Hemos procedido a la combinación de dos posibilidades en un único esquema. En la parte superior se propone el caso de un transformador con doble bobinado secundario, mientras que en la parte inferior se supone la presencia de un bobinado secundario único. Para la realización de una alimentación ajustable con salidas positiva y negativa a se podrá optar por realizar las dos mitades del circuito realizadas a imagen de la parte superior del esquema, o bien a la parte inferior del esquema, o incluso un sistema híbrido. En el primer caso habrá que disponer de un transformador dotado de 4 bobinados secundarios, mientras que el segundo caso sólo se necesitan dos bobinados secundarios. Si se respeta el esquema tal como se propone en el dibujo adjunto, habrá que disponer de un transformador con 3 bobinados secundarios, uno de los cuales deberá entregar una tensión doble que la disponible en los otros dos bobinados.



Una vez realizada esta introducción, veamos algunas de las características de este esquema.

Como ya se ha mencionado, la parte superior utiliza un bobinado doble. Por ello es suficiente con efectuar una rectificación de media onda (diodos D3 y D4). Se

dará a los condensadores electrolíticos una capacidad de unos 2200 µF por Amperio de corriente necesaria en la salida. Los condensadores C2 y C3, eventualmente de tántalo, deberán estar soldados directamente sobre las patillas correspondientes del VR200. Los diodos D1 y D2 sirven de protección del regulador en caso de cortocircuito.

La parte inferior del esquema emplea un bobinado secundario único. Este supuesto necesita una rectificación del doble onda, efectuada por el puente de diodos D5...D8. El resto del esquema es idéntico al de la parte superior que acabamos de comentar.

La tensión de entrada que hay que aplicar al circuito, salida de los secundarios, está en función de la máxima tensión de salida necesaria, y debe responder a la siguiente fórmula:

$$Ui=(Uo+2,5)\times 1,15$$

fórmula que indica la tensión media antes de la regulación.

La alimentación será protegida mediante un fusible calibrado en función de la corriente de salida. Para evitar la pérdida de regulación, resulta recomendable limitar esta corriente de salida a 1,6...1,8 A.

Una última nota: todos los diodos empleados son del tipo 1N5401.

Añadamos de paso que el VR200 tiene un hermano pequeño, denominado VR300 disponible en encapsulado TO-220 (ver fotografía).

Si resulta imposible conseguir un VR300, lo cual no sería extraño, se puede simular con un paso de habilidad manual. la receta no puede ser más sencilla: tome un L200 de SGS y doble las patillas de masa y salida para conectarlas a un potenciómetro multivuelta pegado sobre el encapsulado. Evidentemente esta operación no resulta posible realizarla para el V200, ya que habría que recortar el encapsulado para poder fijar el potenciómetro.



Conmutador estéreo de 4 canales

Mediante la acción sobre un único pulsador este montaje ofrece la posibilidad de escoger una de entre las cuatro señales estéreo disponibles. El empleo de interruptores CMOS suprime todo riesgo de ruidos de conmutación o de falsos contactos que se presentan en los conmutadores mecánicos.

Mediante la conexión de la salida /Q a su entrada D, las dos básculas tipo D, FF1 y FF2, trabajan como divisores por dos. La salida /Q de FF1 está a su vez conectada a la entrada de 4 bits. El pulsador S1 está conectado a la entrada de reloj de la primera báscula, FF1. Mediante el empleo de 4 puertas OR, N1...N4, se realiza la decodificación de los cuatro estados de salida que pueden tomar las básculas, configurado de forma que una sola salida de estas puertas, en un momento dado, esté a nivel alto. Las señales disponibles controlan los interruptores electrónicos integrados en IC3 e IC4 (4 en cada 4066); las salidas de estos están interconectadas de manera que constituyen una sola salida. Cada entrada del interruptor está dotada de un divisor de tensión que tiene como objeto crear una polarización en el punto medio de la tensión de alimentación, para el que el conmutador electrónico trabaje dentro de su margen de funcionamiento lineal con lo que la distorsión de transferencia de la señal se reduce al mínimo. En ausencia de estos divisores de tensión, el tratamiento de las componentes negativas de la señal de audio por los interruptores CMOS se realizaría mal debido a la asimetría de la alimentación empleada en el montaje.

El consumo del circuito no sobrepasa unos 5 mA con una tensión de alimentación de 5V. Como los circuitos empleados son del tipo CMOS nada impide aplicar una tensión de alimentación mayor a condición de que no sea superior a 15 V.

100 Ajuste de volumen pseudo-digital

Resultaría falso pretender que este circuito es un verdadero ajuste de volumen digital, ya que se trata verdaderamente de un ajuste electrónico de volumen paso a paso.

Un vistazo al esquema permite identificar tres subconjuntos: una etapa de amplificación centrada sobre IC1a e IC1b, un contador digital, IC3, que asociado al IC2 efectúa la conversión de un código binario en un valor de resistencia (valor que se utiliza para ajustar la ganancia), y, para terminar, un generador de impulsos, IC4, empleado para controlar el conteo arriba/abajo de IC3.

Se puede dar a IC1b una ganancia de 0 o de 24 dB, mediante el interruptor electrónico ES1 atacado por la salida Qd de IC3. IC1a permite elegir una ganancia entre 0 y 21 bD en pasos de 3 dB. La ganancia total del amplificador TL082 está comprendida de esta forma entre 0 y 45 dB. La banda pasante del circuito comienza en 10 Hz, y llega hasta los 40 KHz; tras la amplificación, y con una alimentación de ±5 V, la amplitud máxima de la señal no debe ser superior a ± Vpp.

La parte digital del circuito comprende una etapa de control de impulsos, C5-R16, y una báscula, N1/N2, que da el sentido de conteo. Las redes RC eliminan los pulsos parásitos de manera que en la entrada de reloj, CK, de IC3 se dispone de una señal perfectamente limpia. La temporización introducida por las redes RC colocadas delante de N3 permite garantizar que jamás se produzca la aplicación de los pulsos de reloj en la entrada de IC3 antes de que se haya realizado la inversión del sentido de conteo. Resulta así posible incrementar el empleo de los pulsadores S1 (Arriba) o S2 (Abajo). Los amantes de la microinformática pueden pensar en utilizar las entradas CK y d/U para el control digital del «potenciómetro de volumen». Para ello bastará con dos señales de control (y la correspondiente unión de las masas de los circuitos), con lo que mediante un port de 8 salida de 8 bits se podrá realizar el control simulténo de 4 de estos potenciómetros semi-digitales.

IC2 será un 4051 normal (ni HC, ni HCT, ya que los 4051 de estas familias no admiten tensión de alimentación negativa en la patilla 7). No hay ninguna limitación particular en lo que concierne a los otros circuitos integrados que pueden ser del tipo HC o HCT. Si se emplea un modelo LS para IC3 habrá que realizar una adaptación de los niveles de tensión entre estas dos familias lógicas, para lo cual bastará con dotar a estos circuitos de resistencias de «pull-up» con un valor de 4,7 KΩ.

Una nota importante: los condensadores C2, C6 y C7 son del tipo electrolíticos bipolares. El consumo de corriente del circuito es mínimo, y alcanza alrededor de unos 10 mA.

